



**Escola Tècnica Superior d'Enginyeries
Industrial y Aeronàutica de Terrassa**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Titulación:

Máster en Ingeniería de Sistemas Automáticos y Electrónica Industrial

Alumno:

Borja Alberdi Esuain

Título del Trabajo de Fin de Máster:

Estudio de un convertidor resonante para la carga de vehículos eléctricos

Director y codirector:

Jordi Zaragoza Bertomeu

Gabriel Jose Capella

Convocatoria de entrega:

Abril de 2019

Contenido de este volumen:

Memoria

RESUMEN

En este proyecto se presenta el estudio y diseño de un convertidor multinivel resonante para la carga inalámbrica de las baterías en los vehículos eléctricos. El diseño recoge la etapa principal de DC-AC junto con la transmisión de energía óptima con un tanque resonante. El inversor tiene como objetivo principal funcionar con semiconductores de Nitruro de Galio para conmutar a altas frecuencias y así mejorar la eficiencia total del sistema. Se estudia la aplicación de un inversor monofásico de tres niveles con condensadores flotantes. Respecto al tanque resonante se opta por diseñar un circuito tipo serie-resonante LCL y se ajusta para que funcione en el punto máximo de transmisión de potencia. Después del diseño se simula el sistema con el software PLECS y Matlab-Simulink para verificar los resultados teóricos y obtener las conclusiones pertinentes. Para finalizar con este proyecto se realiza el diseño del inversor de tres niveles con semiconductores GaN con Altium Designer.

ABSTRACT

In this report a multilevel resonant converter for charging electric vehicle batteries is studied and designed. The study focuses on two main parts corresponding to the primary DC-AC conversion and the resonant circuit operating at the optimal point for energy transfer. The inverter is characterised by using Gallium Nitride semiconductors in order to switch at high frequencies and achieve high efficiency. A three level flying capacitor inverter is studied. The resonant circuit is chosen to be a series-resonant LCL type and is designed for working at the maximum power transfer point. Once the theoretical study and design is done, the circuits are modeled using PLECS software with Matlab-Simulink, obtaining results to verify the design and some final conclusions from the comparison of results. To finish with this project a Printed Circuit Board prototype of the studied three level inverter is designed with Altium Designer.

ÍNDICE

| | |
|--|-----------|
| I. INTRODUCCIÓN..... | 1 |
| II. FUNCIONAMIENTO DE CARGADORES INALÁMBRICOS PARA VE.. | 4 |
| 1. TRANSMISIÓN INALÁMBRICA POR CAMPO CERCANO: | 5 |
| 1) <i>Carga inalámbrica basada en transmisión de potencia por inducción:</i> | <i>5</i> |
| 2) <i>Carga inalámbrica basada en acoplamiento de resonancia magnética:</i> | <i>6</i> |
| 3) <i>Carga inalámbrica basada en acoplamiento con imanes permanentes:</i> | <i>6</i> |
| 2. TRANSMISIÓN INALÁMBRICA POR CAMPO LEJANO..... | 6 |
| 1) <i>Carga inalámbrica por radio frecuencia o microondas.</i> | <i>6</i> |
| 2) <i>Carga inalámbrica por láser.</i> | <i>7</i> |
| III. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA SELECCIONADO | 9 |
| 1. INVERSOR DE TRES NIVELES | 9 |
| 1) <i>Semiconductores: GaN vs Si vs SiC</i> | <i>10</i> |
| 2) <i>Topología del inversor de tres niveles.....</i> | <i>12</i> |
| 2. TANQUE RESONANTE | 16 |
| 1) <i>Topología serie-resonante tipo LCL.....</i> | <i>17</i> |
| 2) <i>Topología paralelo-resonante tipo LLC.....</i> | <i>17</i> |
| 3) <i>Topología paralelo-resonante tipo PRC-LLC.....</i> | <i>18</i> |
| 4) <i>Topología serie-paralelo tipo SP-LLCC</i> | <i>19</i> |
| IV. DISEÑO DE UN PUENTE EN H DE TRES NIVELES..... | 21 |
| 1. SEMICONDUCTORES | 22 |
| 2. CONDENSADORES | 24 |
| 3. ALIMENTACIÓN DE LOS SEMICONDUCTORES | 27 |
| V. DISEÑO DEL TANQUE RESONANTE | 33 |
| VI. SIMULACIONES..... | 39 |
| 1. MODELO DEL PUENTE EN H..... | 39 |
| 1) <i>Modulación PWM.....</i> | <i>43</i> |
| 2) <i>Pérdidas y eficiencia</i> | <i>45</i> |
| 2. MODELO DEL TANQUE RESONANTE | 50 |
| 1) <i>Tanque resonante con puente en H</i> | <i>51</i> |

| | |
|--|-----------|
| 2) <i>Tanque resonante con medio puente</i> | 54 |
| VII. DISEÑO DE LA PCB DEL PUENTE EN H | 62 |
| 1. COMPONENTES Y ESQUEMÁTICO: | 62 |
| 2. ANÁLISIS TÉRMICO..... | 67 |
| 3. STACK-UP Y ACABADO | 77 |
| 4. BOM | 79 |
| 5. PRESUPUESTO DEL PROYECTO | 80 |
| VIII. CONCLUSIONES | 81 |
| IX. REFERENCIAS | 84 |

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

| | |
|--|----|
| Figura I.1 Cronograma del proyecto elaborado..... | 3 |
| Figura II.1 Cargador de contacto vs cargador inalámbrico [23] | 4 |
| Figura II.2 Tipos de cargadores de vehículos eléctricos [23]..... | 8 |
| Figura III.1 Comparación de las tecnologías Si, SiC y GaN [9] | 10 |
| Figura III.2 Áreas de trabajo de distintas tecnologías en un futuro cercano [10]..... | 11 |
| Figura III.3 Diagrama eléctrico de un medio puente NPC [11] | 12 |
| Figura III.4 Flujo de corriente y tensión con estado P [11]..... | 13 |
| Figura III.5 Flujo de corriente y tensión con estado 0 [11] | 13 |
| Figura III.6 Flujo de corriente y tensión con estado N [11] | 13 |
| Figura III.7 Diagrama eléctrico de un medio puente ANPC [11] | 14 |
| Figura III.8 Diagrama eléctrico de un medio puente FC [11] | 14 |
| Figura III.9 Flujo de corriente y tensión con estado P [11]..... | 15 |
| Figura III.10 Flujo de corriente y tensión con estado 1 [11] | 15 |
| Figura III.11 Flujo de corriente y tensión con estado N [11] | 15 |
| Figura III.12 Diagrama eléctrico de un serie-resonante tipo LCL | 17 |
| Figura III.13 Diagrama eléctrico de un paralelo-resonante tipo LLC | 18 |
| Figura III.14 Diagrama eléctrico de un paralelo-resonante tipo PRC-LLC | 18 |
| Figura III.15 Diagrama eléctrico de un serie-paralelo tipo SP-LLCC | 19 |
| Figura IV.1 Diagrama eléctrico de un puente en H tipo FC..... | 21 |
| Figura IV.2 Sentido de la corriente con el estado 1 de salida neutra | 22 |
| Figura IV.3 Sentido de la corriente con el estado 2 de salida neutra | 22 |
| Figura IV.4 Curva de pérdidas del GS66516T | 23 |
| Figura IV.5 Carga y descarga de un condensador flotante con modulación PSPWM [12] | 25 |
| Figura IV.6 La capacidad mínima requerida en el CF para un rizado dependiendo de la frecuencia | 26 |
| Figura IV.7 Rizado de la tensión del condensador flotante..... | 27 |
| Figura IV.8 Alimentaciones independientes en un medio puente multinivel tipo FC . | 28 |
| Figura IV.9 Diagrama eléctrico de un circuito bootstrap | 29 |
| Figura IV.10 Tensiones en los puntos de referencia en el semi ciclo positivo | 30 |
| Figura IV.11 Tensiones en los puntos de referencia en el semi ciclo negativo..... | 30 |
| Figura IV.12 Configuración de las alimentaciones del medio puente multinivel FC .. | 31 |

| | |
|---|----|
| Figura V.1 Esquema eléctrico y ondas teóricas del serie-resonante LCL [16] | 33 |
| Figura V.2 Variación del ratio de inductancias m | 35 |
| Figura V.3 Ganancia del tanque con diferentes factores de calidad y $m=10$ | 36 |
| Figura VI.1 Modelo en PLECS del puente en H multinivel con condensadores flotantes y carga resistiva inductiva | 39 |
| Figura VI.2 Valores utilizados en los modelos de los semiconductores | 40 |
| Figura VI.3 Creación de la modulación PSPWM en Simulink | 41 |
| Figura VI.4 Salida de corriente y tensión del puente en H con $L=0$ u $C=\infty$ con modulación PSPWM | 41 |
| Figura VI.5 Corriente de salida con condensadores flotantes de $3\mu F$ y $L=3mH$ | 42 |
| Figura VI.6 Tensión de los condensadores flotantes con modulación PSPWM | 42 |
| Figura VI.7 Tensión de salida utilizando la modulación STRPWM | 43 |
| Figura VI.8 Tensión de los condensadores flotantes con modulación STRPWM | 44 |
| Figura VI.9 Espectro frecuencial de la salida con modulación PSPWM | 44 |
| Figura VI.10 Espectro frecuencial de la salida con modulación STRPWM | 45 |
| Figura VI.11 Pérdidas de conducción con $5.6kW$ a $200kHz$ | 46 |
| Figura VI.12 Pérdidas de conmutación con $5.6kW$ a $200kHz$ | 46 |
| Figura VI.13 Pérdidas totales con $5.6kW$ a $200kHz$ | 47 |
| Figura VI.14 Resultados de la simulación online de GaN Systems | 47 |
| Figura VI.15 Pérdidas de conducción $6kW$ y $125kHz$ | 48 |
| Figura VI.16 Pérdidas de conducción $8kW$ y $125kHz$ | 48 |
| Figura VI.17 Pérdidas de conmutación $6kW$ y $125kHz$ | 49 |
| Figura VI.18 Pérdidas de conmutación $8kW$ y $125kHz$ | 49 |
| Figura VI.19 Pérdidas totales $6kW$ y $125kHz$ | 49 |
| Figura VI.20 Pérdidas totales $8kW$ y $125kHz$ | 49 |
| Figura VI.21 Pérdidas totales en función de la potencia y la frecuencia | 50 |
| Figura VI.22 Diagrama del modelo del tanque resonante | 51 |
| Figura VI.23 Modelo completo del puente en H y el tanque resonante con PLECS ... | 51 |
| Figura VI.24 Creación de la modulación cuadrada a la frecuencia de resonancia | 52 |
| Figura VI.25 Potencia y tensión de salida utilizando el sistema completo con $5kW$ a $200kHz$ | 53 |
| Figura VI.26 Corrientes del tanque resonante con $5kW$ a $200kHz$ | 53 |
| Figura VI.27 Tensiones de los condensadores del puente en H con $5kW$ a $200kHz$... | 54 |
| Figura VI.28 Modelo del medio puente con el tanque resonante en PLECS | 54 |

| | |
|---|----|
| Figura VI.29 Ganancia del tanque resonante con $Q=0.1, 0.5$ y 1 | 55 |
| Figura VI.30 Modulación cuadrática del medio puente utilizando condensadores flotantes | 56 |
| Figura VI.31 Señales de conmutación del medio puente utilizando la modulación que hace uso de los condensadores flotantes | 57 |
| Figura VI.32 Potencia y tensión de salida sin utilizar condensadores flotantes..... | 57 |
| Figura VI.33 Potencia y tensión de salida utilizando condensadores flotantes..... | 58 |
| Figura VI.34 Corrientes del tanque resonante sin utilizar condensadores flotantes..... | 59 |
| Figura VI.35 Corrientes del tanque resonante utilizando condensadores flotantes..... | 59 |
| Figura VI.36 Tensiones de los condensadores sin usar condensadores flotantes..... | 60 |
| Figura VI.37 Tensiones de los condensadores utilizando condensadores flotantes | 60 |
| Figura VII.1 Esquemático de un medio puente utilizando los LMG3410R070 [19] ... | 63 |
| Figura VII.2 Circuito de control del slew rate..... | 64 |
| Figura VII.3 Esquemático de las alimentaciones secundarias..... | 65 |
| Figura VII.4 Ejemplo de la colocación de los condensadores de desacoplo [15] | 66 |
| Figura VII.5 Esquemático completo del medio puente | 67 |
| Figura VII.6 Bergquist® BondPlyseries 100 [20]..... | 68 |
| Figura VII.7 Bergquist GS3500S35 [20]..... | 68 |
| Figura VII.8 Vista 3D del encapsulado QFN | 68 |
| Figura VII.9 Configuración de pines del LMG3410R070 | 68 |
| Figura VII.10 Circuito térmico del sistema de disipación por vías [15] | 69 |
| Figura VII.11 Curva de resistencia térmica del interfaz térmico dependiendo de la presión | 70 |
| Figura VII.12 Métodos de disipación térmica por PCB: a) Disipación por vías b)Disipación por una sola vía de cobre c) Disipación por una lámina de metal [24] | 71 |
| Figura VII.13 Layer Stack Legend de la PCB..... | 74 |
| Figura VII.14 Área de trabajo segura para la PCB diseñada..... | 76 |
| Figura VII.15 Vista inferior de las vías térmicas | 76 |
| Figura VII.16 Vista superior de las vías y del plano térmico | 76 |
| Figura VII.17 Pistas de cobre en las diferentes capas de la PCB | 77 |
| Figura VII.18 Dimensiones de la PCB | 78 |
| Figura VII.19 Vista 3D inferior de la PCB..... | 78 |
| Figura VII.20 Vista 3D superior de la PCB | 78 |

I. INTRODUCCIÓN

En este documento se presenta el estudio y el diseño de un convertidor multinivel resonante de tres niveles para la carga inalámbrica de las baterías de un vehículo eléctrico. Este sistema será diseñado para el uso doméstico con una entrada de red eléctrica trifásica, y una salida de tensión continua para la alimentación de las baterías.

Comenzando por un breve estudio del estado del arte sobre los cargadores inalámbricos y el uso de los convertidores resonantes para esta aplicación, se detalla el funcionamiento del sistema general realizando también una descripción de cada una de las partes y las diferentes topologías que se pueden encontrar hoy en día en el mercado, para que después se realice la comparación y se justifique la topología que se ha seleccionado para el diseño.

Se estudian y se diseñan el inversor y el tanque resonante que son las dos principales partes que componen el sistema. Se asume que el rectificador principal que rectifica la señal trifásica es ideal y crea una tensión continua de 565V DC estable para la entrada del inversor. De la misma manera, se asume que el rectificador de salida que rectifica la energía enviada por el transformador de manera inalámbrica es ideal y crea una tensión constante de 400V en el bus de entrada de las baterías.

Comenzando por el esquema eléctrico se dimensionan todos los componentes para que el sistema pueda entregar una potencia máxima de 5kW a las baterías. Una vez diseñados los circuitos se han simulado mediante la herramienta PLECS de Plexim en Simulink para validar el correcto funcionamiento.

En el caso del inversor que transmite la energía del bus de entrada al tanque resonante, se han utilizado semiconductores de nitruro de galio (GaN) para poder conmutar altas tensiones a altas frecuencias y mejorar la eficiencia comparando con convertidores convencionales. También se ha optado por utilizar la topología de condensadores flotantes para crear la salida de tres niveles. Se ha realizado un estudio para seleccionar la modulación más adecuada. Con las simulaciones en PLECS se ha validado el correcto funcionamiento y se han analizado los resultados. Finalmente, en Altium Designer se ha completado un prototipo de un medio puente de condensador flotante modular para poder construir el puente en H deseado además de poder utilizarlo para distintos proyectos. En este caso se han utilizado semiconductores GaN de Texas Instruments con driver incorporado. En este

apartado también se recoge el presupuesto del prototipo que se ha estimado para su finalización.

En el caso del taque resonante, se ha realizado el diseño para que funcione en el punto de resonancia y permita entregar la potencia máxima requerida. Se ha validado su funcionamiento con PLECS como se ha comentado anteriormente, y se ha realizado un estudio de los resultados obtenidos. Al contrario del caso del inversor no se ha construido ningún prototipo físico. Este prototipo queda pendiente para futuros proyectos.

El documento finaliza con las conclusiones más importantes obtenidas durante el estudio y el diseño de cada apartado. Con ello se pretende también recoger los límites de funcionamiento y los puntos de trabajo recomendables del sistema diseñado. Y finalmente se detallan las líneas futuras para la continuación de este proyecto.

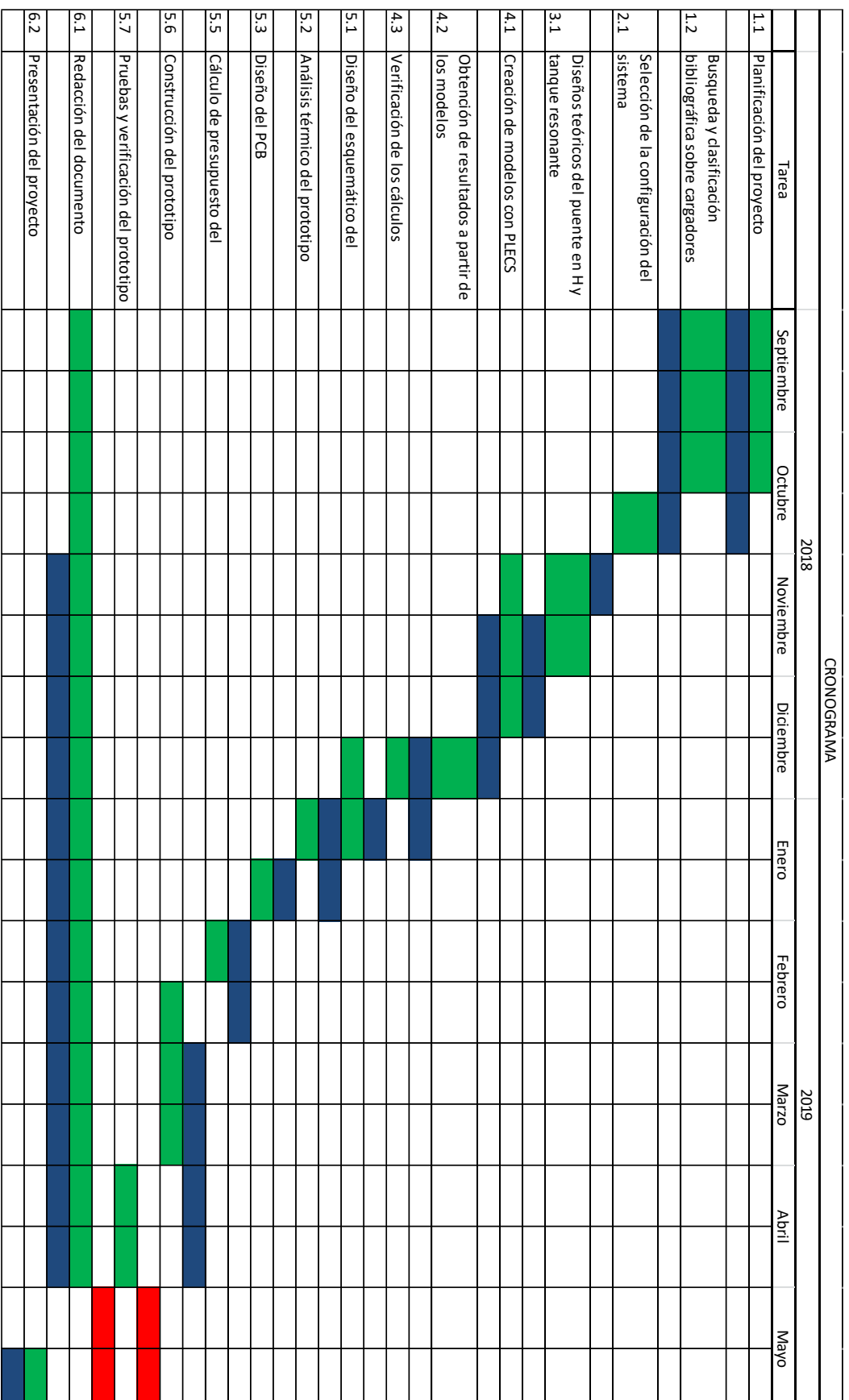


Figura I.1 Cronograma del proyecto elaborado

II. FUNCIONAMIENTO DE CARGADORES INALÁMBRICOS PARA VE

Al igual que los vehículos de combustión, los vehículos eléctricos requieren de una fuente exterior para recargar la energía y poder mover el motor. Esta energía es almacenada en las baterías, a diferente tensión dependiendo del modelo del vehículo eléctrico. El mayor problema de esta recarga es la duración del proceso. Mientras que los vehículos de combustión se pueden recargar en pocos minutos la carga de las baterías es un proceso más lento. Depende directamente de la potencia que puede entregar el cargador. Hoy en día existen en el mercado cargadores de carga rápida que puede recargar las baterías hasta un 50% en 3 minutos y llegar hasta el 80% de la carga en 15 minutos. Sin embargo, esta carga rápida implica un mayor deterioro de las baterías ya que dependiendo de la topología las baterías deben soportar altas tensiones. Un control de tensión corriente optimo puede frenar parcialmente este rápido deterioro.

La carga rápida es necesaria para hacer frente al problema de la duración de la carga en los vehículos eléctricos, y los cargadores de contacto están llegando a su madurez tecnológica. Al mismo tiempo, están empezando a aparecer cargadores inalámbricos o inductivos que podrían competir e incluso superar en prestaciones a los cargadores de contacto.

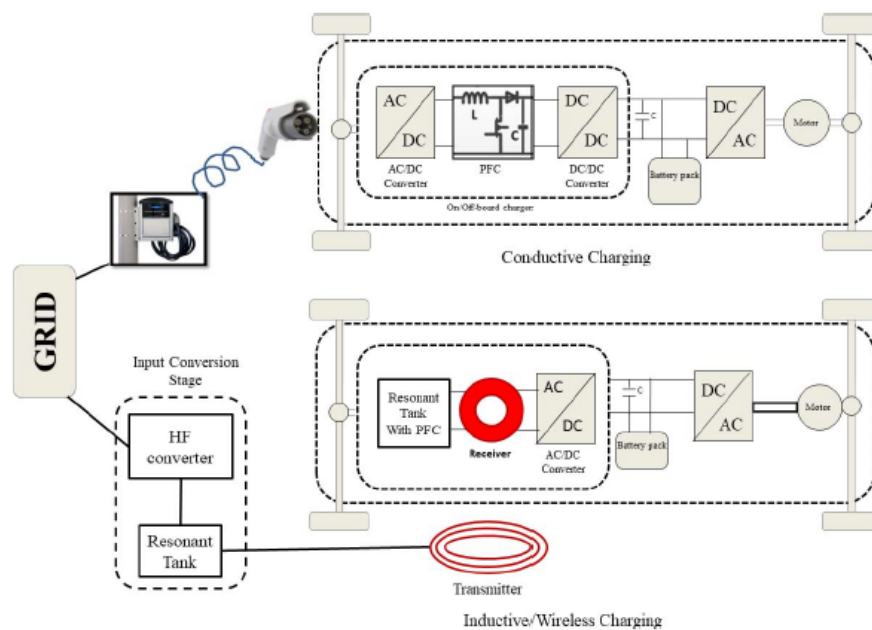


Figura II.1 Cargador de contacto vs cargador inalámbrico [23]

Las principales partes de un cargador de contacto lo forman los convertidores ac/dc y dc/dc. La eficiencia del sistema completo depende mayormente de estos convertidores que transmiten la energía de la red a las baterías. En el caso de los cargadores inalámbricos el

sistema es completamente distinto. En la Figura II.1 Cargador de contacto vs cargador inalámbrico se compara el cargador de contacto con un cargador inalámbrico estático de campo cercano (su explicación a continuación), donde se requiere una fase de entrada con un convertidor de alta frecuencia que alimenta un taque resonante para que haga funcionar la transmisión inalámbrica.

Dentro de los cargadores inalámbricos existen varias topologías que se pueden clasificar en dos grandes grupos. Cargadores inalámbricos que utilizan campo cercano y las que utilizan campo lejano.

1. Transmisión inalámbrica por campo cercano:

En los cargadores de campo cercano la energía permanece en una región cercana del emisor, y no se produce una transmisión si no existe un receptor dentro de esa región. El campo que produce el emisor depende totalmente de la forma y del tamaño de este y del receptor. Con el campo cercano la energía se puede transmitir utilizando electrodos y creando un campo eléctrico o utilizando bobinas creando un campo magnético. El campo eléctrico es capaz de transmitir potencia a muy poca distancia del emisor, en cambio el campo magnético debido a sus propiedades de atravesar muros y personal es capaz de transmitir potencia a más distancia.

1) Carga inalámbrica basada en transmisión de potencia por inducción:

El método IPT se basa en el principio de la inducción magnética y en las leyes de Lenz y Faraday que describen como una corriente alterna que circula por una bobina crea un campo magnético a su alrededor, y a la vez se crea una tensión en una segunda bobina (receptor) debido al flujo magnético alterno que lo atraviesa, si se encuentra dentro del alcance del campo. El receptor se conecta a la carga con el que se cierra el circuito. Destacan algunos de los proyectos que fueron pioneros con la teoría del electromagnetismo moderno y el comienzo de la transmisión de la energía por inducción. Entre otros, en 1982 con el proyecto PATH, en CA, USA, se logró alimentar un VE con una frecuencia de 400Hz y una eficiencia del 60%, utilizando una distancia entre emisor y receptor de 50-100mm [1]. En 2009 Showa Aircraft Company en Japon desarrollo un sistema para VE basado en la transmisión por inducción de 30kW conmutando a una frecuencia de 22kHz, con una distancia de 14cm y una eficiencia del 92% [1].

Sin embargo, esta topología se logra llevar al siguiente nivel simplemente utilizando la resonancia del sistema con el que se logra trabajar en el punto de máxima potencia, y se conoce como CMR.

2) *Carga inalámbrica basada en acoplamiento de resonancia magnética:*

La topología CMR fue desarrollado en MIT, USA [2], y consiste en utilizar bobinas y condensadores como receptor y emisor para la compensación de la fase, con los que se logra llevar el sistema al punto de resonancia para trabajar en el punto de MPT (Maximum Power Transfer). El proyecto coreano OLEV es una de las referencias más importantes que se basa en esta topología para la carga de VEs [3]. Compañías de automoción como Tesla, Toyota, y Nissan entre otras están utilizando o desarrollando el CMR para la carga inalámbrica de sus vehículos [4].

3) *Carga inalámbrica basada en acoplamiento con imanes permanentes:*

Esta topología fue desarrollada en la UBC en Canadá, y se basa en un sistema mecánico de rotación utilizando imanes permanentes. El primario es el que dispone de los imanes que hacen girar el secundario por acoplamiento magnético a la velocidad de sincronismo, y con ello se logra transmitir la energía a cierta distancia [23]. Sin embargo, esta topología supone muchas desventajas comparando con las anteriores al tratarse de un sistema que funciona por rotación mecánica, al crear ruidos y vibraciones. Esto implica también un trabajo de mantenimiento mayor. Esta topología no es recomendable para los cargadores inalámbricos de vehículos eléctricos.

2. Transmisión inalámbrica por campo lejano

La transmisión de campo utiliza señales de radio frecuencia, microondas o laser para la transmisión inalámbrica. Esto supone tres pasos principales: La conversión de la energía eléctrica en señales de cierta frecuencia, la transmisión de la energía convertida por el espacio, y la recogida de esa energía por el receptor junto con la conversión a energía eléctrica. Dentro de esta topología se pueden separar dos grupos: La transmisión por microondas o radio frecuencia, y la transmisión por láser.

1) *Carga inalámbrica por radio frecuencia o microondas.*

Esta técnica es la más antigua de todas para la transmisión de energía ya que se desarrolló en un principio para la comunicación inalámbrica. En 1904 Nicola Tesla fue el pionero en transmitir energía a una frecuencia de 150kHz. Desde 1980, esta tecnología ha ido creciendo debido a la investigación para su aplicación en satélites solares mayormente por parte de la Universidad de Kyoto, Japon, donde se han llevado a cabo varios experimentos en

aplicaciones comerciales [5]. Debido al comportamiento de las microondas se puede utilizar para la transmisión de energía a largas distancias.

2) *Carga inalámbrica por láser.*

Esta tecnología es utilizada para transmitir una gran cantidad de energía y con una gran potencia a un punto muy concentrado a una distancia considerable. Sin embargo, la eficiencia está limitada. La energía se transmite convirtiendo la corriente eléctrica en un haz de luz, y se recibe por una célula fotovoltaica que la transforma en energía eléctrica. Esta tecnología no es recomendable para la aplicación de carga de vehículos eléctricos ya que cualquier mínimo error en la dirección de rayo láser podría provocar grandes pérdidas de energía y peligros letales para los humanos.

Por otro lado, los cargadores inalámbricos también se pueden clasificar dependiendo si son estacionarios (SWT), dinámicos (DWT), o cuasi-dinámicos (QWT). Con los SWT el vehículo se carga cuando se encuentra estacionado, pero con el DWT la carga se realiza mientras el vehículo se encuentra en movimiento. Un ejemplo de este segundo es el proyecto Victoria, liderado por ENDESA y en colaboración con CIRCE entre otros, con el que se cargan autobuses en línea durante el trayecto, en Málaga, España [6]. El QWT en cambio es beneficioso para aquellos vehículos que tienen paradas regulares en sitios concretos en los que se realizaría la carga, como en paradas de autobús, o de taxis.

Los SWT son los que mayor eficiencia logran ya que se puede conseguir una completa alineación entre emisor y receptor. Se han logrado construir prototipos de alta eficiencia como es el caso del Qualcomm, ORNL, con una eficiencia total mayor del 95% [7].

Los SWT disponen de varios pasos de conversión cada uno con su complejidad y eficiencia. Si la fuente de potencia es alterna, es necesario convertirlo a continua con corrección de PFC. El método IPT requiere el uso de altas frecuencias para lograr altas eficiencias como el caso del Qualcomm ORNL. Para ello se utiliza un convertidor dc-ac con el que se convierte la potencia rectificada en señales alternas de alta frecuencia. Estas señales son las que crean un flujo alterno que permite transmitir la energía del primario de un transformador a un secundario. En la siguiente sección se detalla la composición de esta topología.

Como se ha descrito también en los diferentes métodos de carga inalámbrica, esta técnica es mejorada utilizando la resonancia magnética, con el que se logra llevar el sistema al

punto de transmisión de máxima potencia. Este método es el que se ha escogido como base para la aplicación que se lleva a cabo en este proyecto.

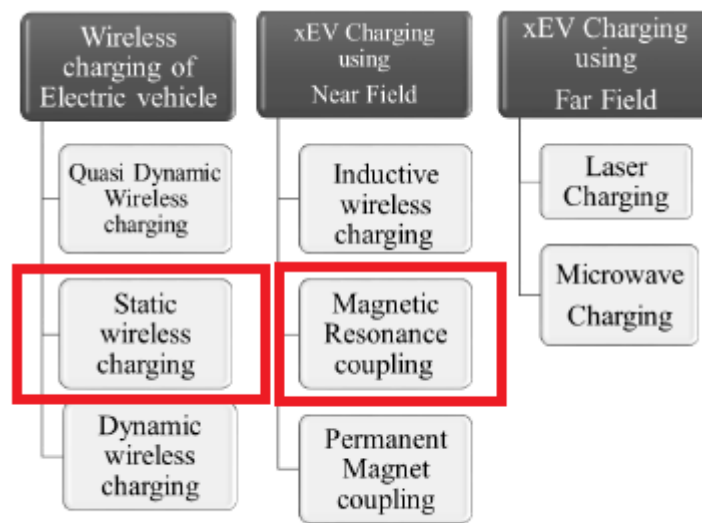


Figura II.2 Tipos de cargadores de vehículos eléctricos [23]

III. CONFIGURACIÓN DEL SISTEMA SELECCIONADO

En la primera parte de este apartado se han recogido los diferentes métodos que existen para realizar la carga inalámbrica de los vehículos eléctricos, y se ha concluido que la más adecuada para la aplicación deseada es la carga estática inalámbrica por acoplamiento de resonancia magnética.

En la aplicación, la entrada del sistema es alterna y es necesario rectificarlo para después convertirlo a señales de alta frecuencia. La rectificación es recomendable realizarlo con corrección PFC para evitar insertar armónicos inadmisibles en la red eléctrica. Sin embargo, como se ha comentado anteriormente en este proyecto no se ha diseñado la parte del rectificador y se ha asumido como un rectificador ideal, que crea a la salida un bus de continua de 565V.

La conversión de continua a alterna la realiza un inversor de tres niveles. Esta salida alterna se utiliza para alimentar un circuito de bobinas y condensadores, incluyendo el transformador que permite la transmisión inalámbrica, al que se le denomina tanque resonante. La selección de la frecuencia de la señal alterna es crítica para que el tanque resonante resuene correctamente y el circuito pueda funcionar en el punto de transmisión máxima de potencia. Por otra parte, cuanto mayor sea esta frecuencia, menores podrán ser los componentes del tanque resonante para lograr una misma transmisión de potencia. En resumen, todo el tanque resonante se ajusta para que trabaje a una cierta frecuencia o en un rango de frecuencias que se debatirá en su apartado más adelante.

Para poder conmutar a la mayor frecuencia posible se han utilizado semiconductores de Nitruro de Galio (GaN) para crear el inversor.

En el secundario del transformador se rectifica la energía por medio de diodos y condensadores para que finalmente llegue a la carga como DC. Este rectificador también se asume que será ideal y no se diseña en este proyecto.

A continuación, se describen las diferentes posibilidades para el caso del inversor y el tanque resonante y el circuito que se ha procedido a diseñar en cada caso.

1. Inversor de tres niveles

El inversor que convierte la señal de continua en una alterna con frecuencia controlada es de tres niveles como se ha comentado anteriormente. Esta configuración permite obtener un nivel de tensión adicional a la salida, con el que se mejoran las propiedades de la señal. Por

ejemplo, se puede conseguir una mejor definición de una onda sinusoidal. Este inversor conmuta la tensión continua de 565V para lograr una sinusoidal a la salida. Como se ha comentado previamente este inversor funciona con semiconductores GaN. A continuación, se realiza una breve comparación entre los semiconductores de silicio (Si), carburo de silicio (SiC) y nitruro de galio (GaN).

1) Semiconductores: GaN vs Si vs SiC

La tecnología con la que se componen los semiconductores limita sus propiedades de funcionamiento. La más habitual y la más madura hoy en día es la de los semiconductores de silicio. En cuanto a la fiabilidad es la más fiable de todas. Sin embargo, las tecnologías SiC y GaN están comenzando a madurar y se están empezando a ver en aplicaciones industriales como en vehículos eléctricos e híbridos y ya ofrecen mejores prestaciones que el silicio [8]. Estos son capaces de operar a mayores tensiones y temperaturas, tienen un ciclo de vida mayor, y pueden conmutar a frecuencias más altas.

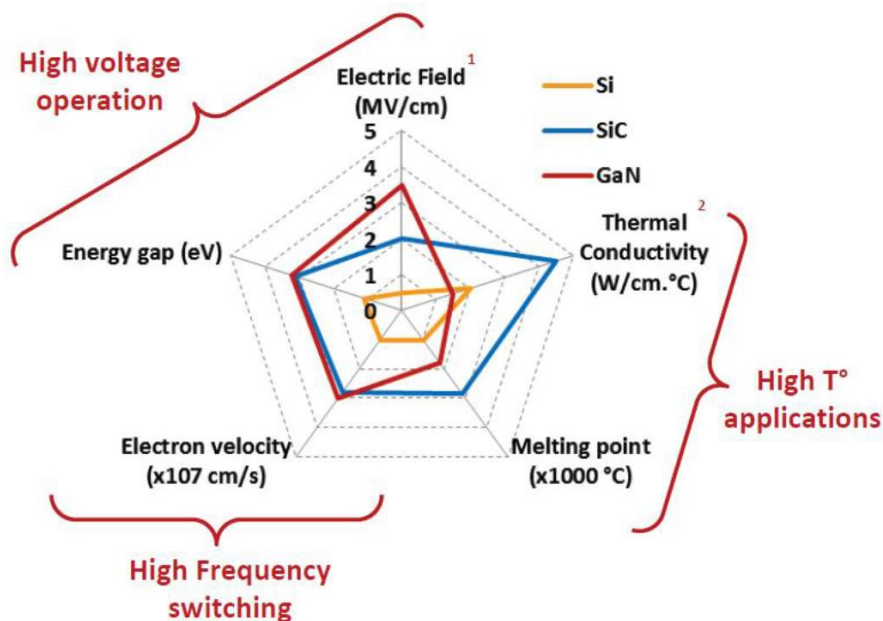


Figura III.1 Comparación de las tecnologías Si, SiC y GaN [9]

La Figura III.1 Comparación de las tecnologías Si, SiC y GaN muestra una comparación gráfica entre las diferentes tecnologías de las que se habla en este apartado, Si, SiC y GaN. El GaN es la que mejores prestaciones tiene respecto a operaciones de alto voltaje y conmutaciones de alta frecuencia, muy por encima del silicio habitual. Sin embargo, para aplicaciones de altas temperaturas no es recomendable ya que no tiene muy buenas propiedades térmicas. La temperatura máxima que puede soportar está por debajo del SiC y la conductividad térmica incluso por debajo del silicio.

Los semiconductores de GaN normalmente se están utilizando para aplicaciones de altas frecuencias y bajas potencias mientras que los SiC ocupan el campo de altas potencias a bajas frecuencias. Pero cada vez más estos primeros se están moviendo hacia altas tensiones y potencias. Estos tuvieron un comienzo más tardío que los SiC por cuestiones de fiabilidad y coste. Es verdad que teóricamente son capaces de conmutar a mayores frecuencias que los SiC debido a su gran velocidad de movimiento de los electrones (1000 veces mayor que el Si), pero al mismo tiempo su conductividad térmica es tres veces menor que en el caso del SiC lo que limita la densidad de potencia. Actualmente se pueden encontrar dispositivos de SiC de tensiones entre 650V a 1,2kV mientras que los GaN se quedan en los 650V, y sufren al competir con el coste y la robustez de los SiC para una misma tensión. La resistencia interna en el caso de los SiC suele ser más pequeña. [10]

En el mercado los semiconductores GaN con las prestaciones más límites se pueden encontrar para 650V, 60A y con una resistencia interna de 25mOhm, como es el caso del GS66516 de GaN Systems, mientras que en el caso de los SiC (SiC cascada) se pueden encontrar de 1,2kV, una corriente de 85A y con una resistencia interna de 30mOhm.

En un futuro cercano estas prestaciones evolucionarán y es posible que estas dos tecnologías ocupen las siguientes áreas que se presentan en la Figura III.2 Áreas de trabajo de distintas tecnologías en un futuro cercano [10], si todavía no lo han ocupado.

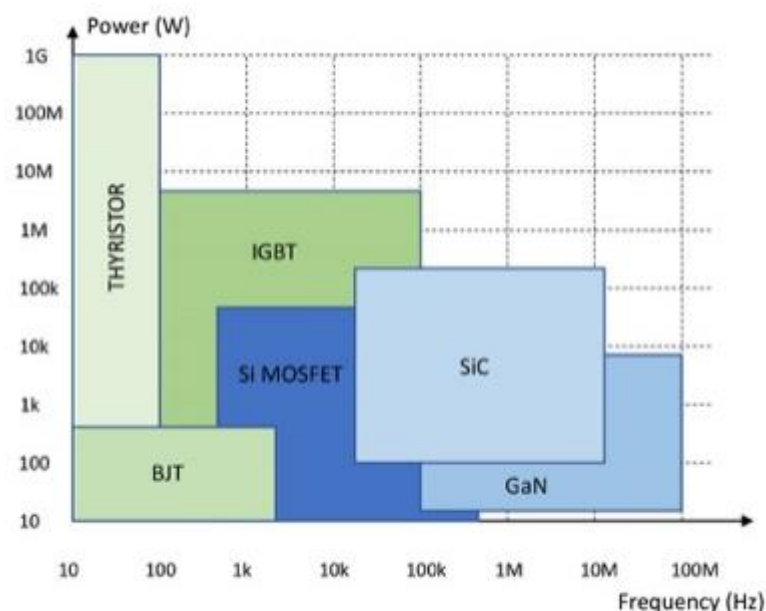


Figura III.2 Áreas de trabajo de distintas tecnologías en un futuro cercano [10]

En cualquier caso, en este proyecto se desea lograr la conmutación a las frecuencias más altas posibles y el coste no supone una gran desventaja ya que solamente se montarán prototipos de testeo en un principio. Las tensiones de bus no superarán los 600V tampoco, y por todo ello se ha decidido utilizar semiconductores de GaN.

2) Topología del inversor de tres niveles

Existen varios métodos para lograr un inversor de tres niveles, a continuación, se recogen los más adecuados para la aplicación actual, que son el NPC (Neutral Point Clamped), el ANPC (Active Neutral Point Clamped) y el FC (Flying Capacitor).

a) NPC o convertidor de punto neutro por fijación de diodos

Este convertidor utiliza una combinación de diodos para poder entregar a la salida un nivel de tensión intermedio. Requiere un total de 4 semiconductores para crear una salida de 3 niveles. Es necesario dividir el bus de entrada en dos niveles iguales para lograr el funcionamiento. Esto se hace mediante el uso de dos condensadores en serie que soportan el mismo nivel de tensión. Con ello se crea un nivel de tensión intermedio que se logra llevar a la salida por medio de los diodos. [11]

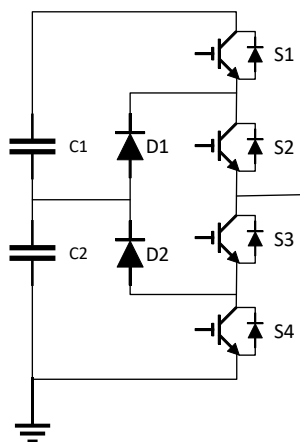


Figura III.3 Diagrama eléctrico de un medio puente NPC [11]

El convertidor por diodos de fijación (NPC) conmuta como lo indica la tabla 4.1, para obtener los niveles de voltaje de salida deseados.

Tabla 1 Conmutación de diferentes estados de un medio puente NPC

| Estado | S1 | S2 | S3 | S4 | Salida Voltaje |
|--------|-----|-----|-----|-----|----------------|
| P | ON | ON | OFF | OFF | $+V_{dc}/2$ |
| 0 | OFF | ON | ON | OFF | 0 |
| N | OFF | OFF | ON | ON | $-V_{dc}/2$ |

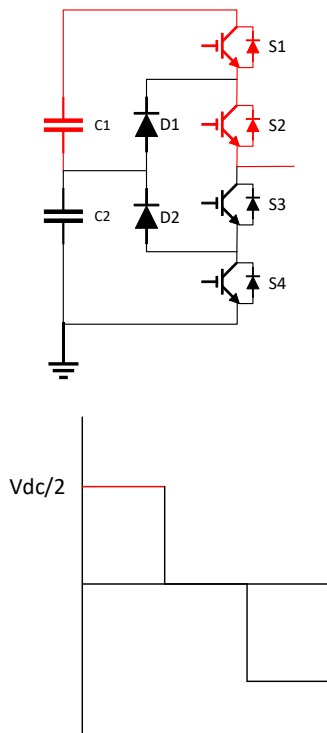


Figura III.4 Flujo de corriente y tensión con estado P [11]

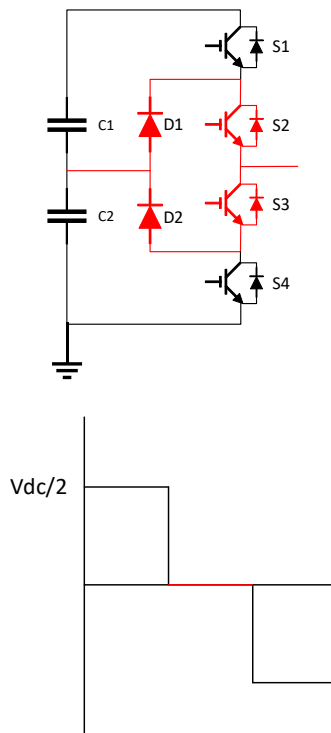


Figura III.5 Flujo de corriente y tensión con estado 0 [11]

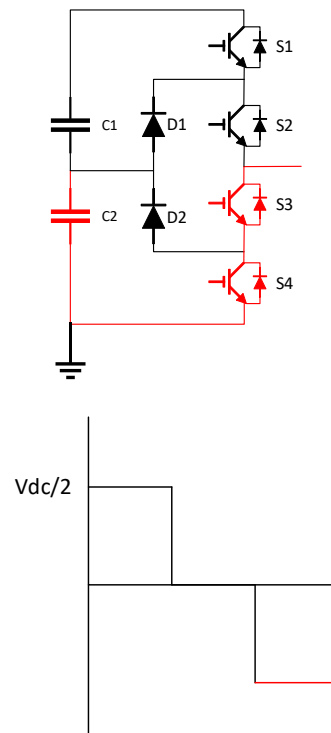


Figura III.6 Flujo de corriente y tensión con estado N [11]

En las figuras anteriores [11] se puede ver como se logran los tres niveles de tensión mediante el control de la conmutación de los semiconductores. La principal ventaja que supone utilizar esta topología es que no utiliza capacitancias adicionales a las del bus de entrada para funcionar, sin embargo, requiere de diodos de conmutación rápida que deben soportar tensiones de entrada en contra que encarecen el sistema.

El ANPC o el convertidor de punto neutro activo se puede considerar una mejora o variación de la topología NPC. En este caso, los diodos se remplazan con semiconductores activos, eliminando la problemática de los diodos de potencia de conmutación rápida. Sin embargo, aumenta el número de semiconductores. En la Figura III.7 se muestra el circuito para un convertidor de punto neutro activo de tres niveles.

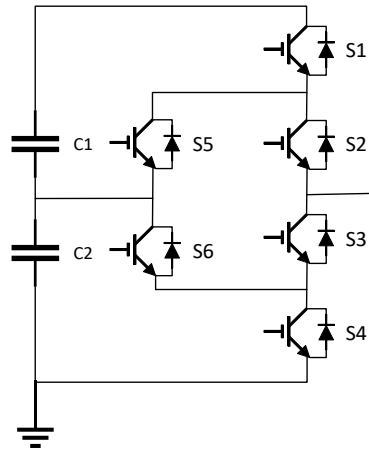


Figura III.7 Diagrama eléctrico de un medio puente ANPC [11]

b) *FC o convertidor de condensador flotante*

Esta topología al igual que el caso del NPC requiere como mínimo de 4 semiconductores para crear una salida de tres niveles. En vez de utilizar una combinación por diodos, utiliza un condensador sin referencia fija para lograr el funcionamiento. En el caso de medio puente también es necesario dividir el bus de entrada en dos partes iguales para crear un punto neutro en el que conectar la referencia de la salida. [11]

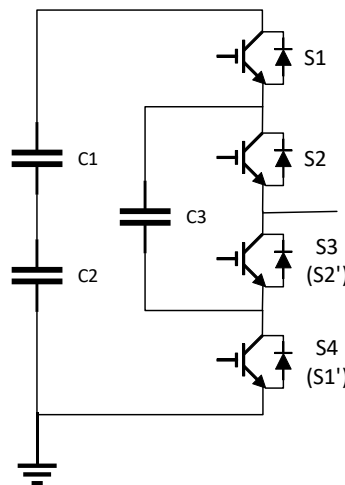


Figura III.8 Diagrama eléctrico de un medio puente FC [11]

El convertidor FC sigue la siguiente lógica de conmutación para obtener los valores de salida deseados:

Tabla 2 Conmutación de diferentes estados en un medio puente FC

| Estado | S1 | S2 | S3 (S2') | S4 (S1') | Salida Voltaje |
|--------|-----|-----|----------|----------|----------------|
| P | ON | ON | OFF | OFF | +Vdc/2 |
| 1 | ON | OFF | ON | OFF | 0 |
| 2 | OFF | ON | OFF | ON | 0 |

| | | | | | |
|---|-----|-----|----|----|-------------|
| N | OFF | OFF | ON | ON | $-V_{dc}/2$ |
|---|-----|-----|----|----|-------------|

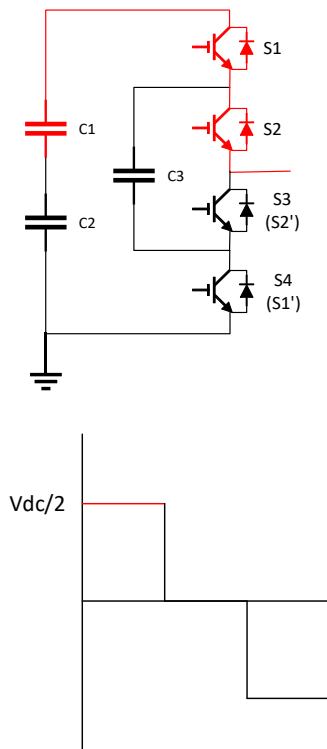


Figura III.9 Flujo de corriente y tensión con estado P [11]

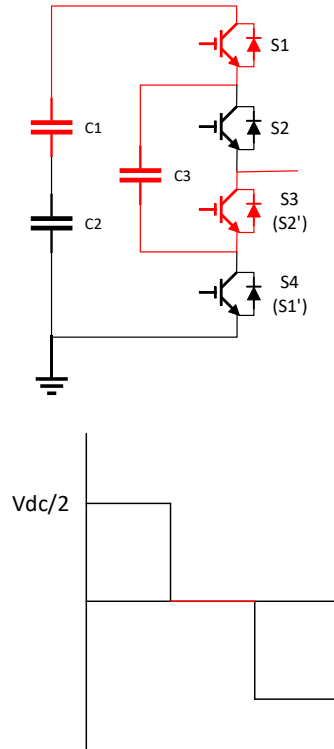


Figura III.10 Flujo de corriente y tensión con estado 1 [11]

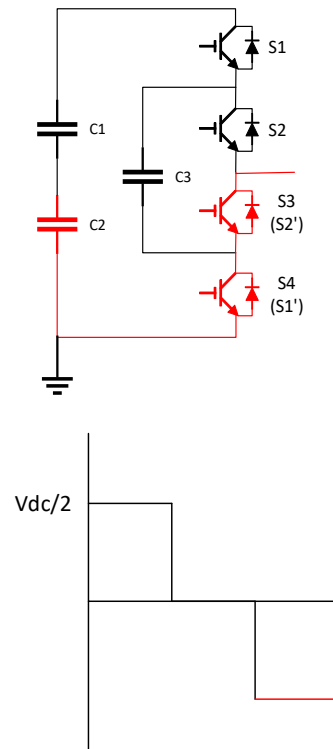


Figura III.11 Flujo de corriente y tensión con estado N [11]

Esta topología requiere de un condensador adicional para crear el tercer nivel. Este condensador debe ser de las mismas características que los dos condensadores del bus de entrada ya que soporta la misma tensión ($V_{bus}/2$) y las mismas corrientes. A diferencia del NPC o del ANPC los semiconductores S2 y S3 o S1 y S4 en ningún caso pueden cerrarse al mismo tiempo ya que provocaría cortocircuitos o estados de incertidumbre. Existen dos combinaciones posibles para crear la salida intermedia como se puede ver en la Tabla 2.[11] Con las dos se logra la misma tensión de salida, sin embargo el funcionamiento del condensador flotante es diferente. En un caso la corriente circula del terminal positivo al negativo del condensador cargándolo, y en otro caso del negativo al positivo descargándolo. Por esta razón es importante utilizar la modulación adecuada para conmutar los semiconductores, ya que, si algunos casos pueden llevar al desequilibrio del condensador flotante, y llegar a dañarlo.

Para el equilibrio de este condensador es importante que los periodos de estos dos estados de carga y descarga sean iguales. En el caso de la modulación PWM esta situación se cumple con un ciclo completo de la onda sinusoidal principal y no requiere ningún control externo para controlar la carga del condensador flotante [12]. En el caso de otros tipos de modulación algunos requieren un lazo externo cerrado para realizar el control que hace más complejo el sistema. Este comportamiento provoca un rizado en la tensión que se estudia en el apartado del diseño. Esta metodología toma importancia respecto a la NPC o la ANPC en el caso de que se logren utilizar condensadores compactos y económicos.

En la aplicación que se diseña en este proyecto se utilizarán semiconductores de nitruro de galio (GaN) en el inversor y con ello será capaz de conmutar a altas frecuencias por encima de 100kHz. Cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación menor deben de ser los condensadores y bobinas para lograr un mismo efecto. Por lo tanto, se ha seleccionado esta topología para crear el inversor de tres niveles.

2. Tanque resonante

Para realizar la carga inalámbrica se ha decidido que el sistema es estacionario y que funciona con un tanque resonante. Este tanque resonante es el responsable de la transmisión inalámbrica de la energía. Existen varios métodos para crear el circuito eléctrico de esta parte, a continuación, se detallan las más habituales para esta aplicación que son la topología serie-resonante tipo LCL, la topología paralelo-resonante tipo LLC, la topología paralelo tipo PRC-LLCC con filtro inductivo de salida y la topología serie-paralelo tipo SP-LLCC con filtro capacitivo de salida. Entre ellos se diferencian por el diferente uso de condensadores y bobinas en el circuito. Finalmente se justifica entre ellas la que se ha seleccionado para la aplicación. [13]

Todos los circuitos se alimentan con una onda cuadrada de la salida del inversor con 400V de RMS siendo el inversor un puente en H. Los circuitos también incluyen el transformador que aísla el circuito primario del secundario, junto con su inductancia de fuga y la magnetizante. Se diseñan para que el circuito encuentre el punto de resonancia a una frecuencia accesible.

La mayor ventaja de los tanques resonantes es que permiten realizar la conmutación por paso de la corriente por cero (ZCS) o por paso del voltaje por cero (ZVS). Con esta propiedad los semiconductores deben soportar mucha menos carga de trabajo a la hora de

conmutar por lo que se reducen las pérdidas y aumenta la eficiencia del sistema. Esto solamente ocurre si se diseña y se modula adecuadamente.

1) Topología serie-resonante tipo LCL

Utilizando la inductancia de fuga y la inductancia magnetizante del transformador solamente hace falta añadir un condensador en serie para crear el circuito tipo LCL. Este condensador se añade en serie con el transformador y sirve para eliminar los armónicos de baja frecuencia que provocan las inductancias. El esquema se muestra a continuación en la Figura III.12.

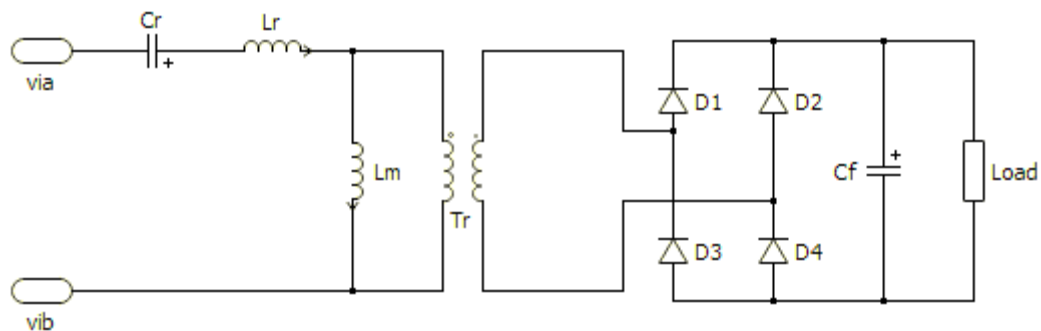


Figura III.12 Diagrama eléctrico de un serie-resonante tipo LCL

Con variación de la carga, la frecuencia de entrada aumenta para mantener constante la tensión de salida. La corriente no varía con esta regulación de salida. Es más, la mayor desventaja de esta topología es que la corriente que circula de los semiconductores del inversor y cruza los componentes resonantes es relativamente independiente a la carga final del sistema. En consecuencia, las pérdidas de conducción de los semiconductores se mantienen fijas todo el rato, que implica una baja eficiencia a bajas potencias. A frecuencias más bajas que la de resonancia la eficiencia de esta topología disminuye al aumentar la corriente de entrada.

Esta topología se mejora añadiendo un filtro capacitivo a la salida entre el rectificador y la carga.

2) Topología paralelo-resonante tipo LLC

Para crear este circuito solamente hace falta cambiar el condensador del LCL a la parte secundaria del transformador, por lo que en el primario solamente quedan las inductancias como se muestra en la Figura III.13.

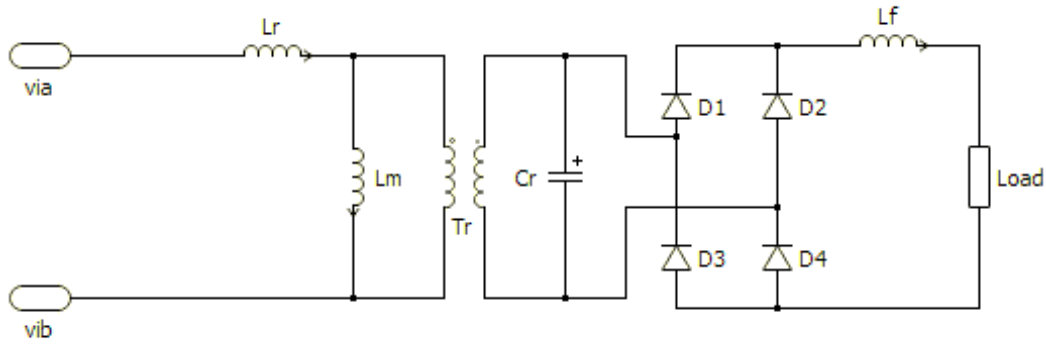


Figura III.13 Diagrama eléctrico de un paralelo-resonante tipo LLC

Esta topología puede funcionar con ZVS tanto como con ZCS, aunque la mayor eficiencia se consigue con el ZCS. Sin embargo, a bajas potencias con el ZVS se consiguen mayores ventajas.

La mayor desventaja de esta topología es que una pequeña variación de la corriente de salida requiere una gran variación en la frecuencia. Es más, el sistema requiere un filtro inductivo a la salida, el cual es sensible a ligeros cambios en frecuencia y potencia. En consecuencia, la inductancia debe ser de gran tamaño y peso, lo que es un gran contrapunto a la hora de utilizar la topología.

3) Topología paralelo-resonante tipo PRC-LLC

En este caso se combinan los elementos de las dos topologías más básicas detalladas anteriormente para crear un circuito con un filtro inductivo a la salida después del rectificador como se muestra en la Figura III.14.

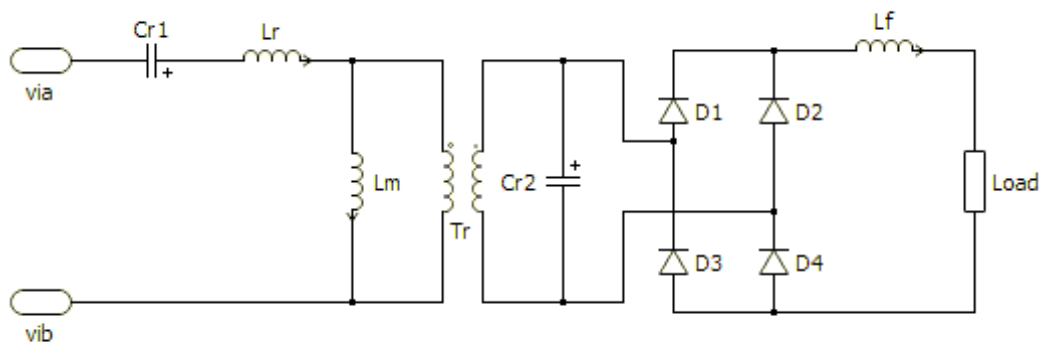


Figura III.14 Diagrama eléctrico de un paralelo-resonante tipo PRC-LLC

El circuito serie LCL y el circuito paralelo LLC disponen de un rango de frecuencia relativamente amplio para aplicaciones industriales. Con la creación de un circuito de cuarto

orden, este rango se reduce y se logra regular la salida con ligeros cambio en la frecuencia. Otra ventaja de esta topología es que al disminuir la carga la corriente que circula por los semiconductores disminuye, reduciendo las pérdidas a medida que baja la potencia de salida. Por lo tanto, la eficiencia se mantiene a un valor mayor que en los casos anteriores incluso con cargas pequeñas. Esta topología trabaja en ZVS logrando pérdidas menores que la topología LLC. La mayor desventaja es que el filtro inductivo de salida aumenta significativamente el tamaño y el peso del sistema.

4) Topología serie-paralelo tipo SP-LLCC

Finalmente, esta topología intenta recoger las ventajas de los casos anteriores eliminando el filtro inductivo de la salida como en el caso del LLC y el PRC-LLCC y siendo independiente a la carga como en el caso del LCL. Para ello se construye de la misma manera que el PRC-LLCC, pero cambiando el filtro inductivo de la salida por un filtro capacitivo.

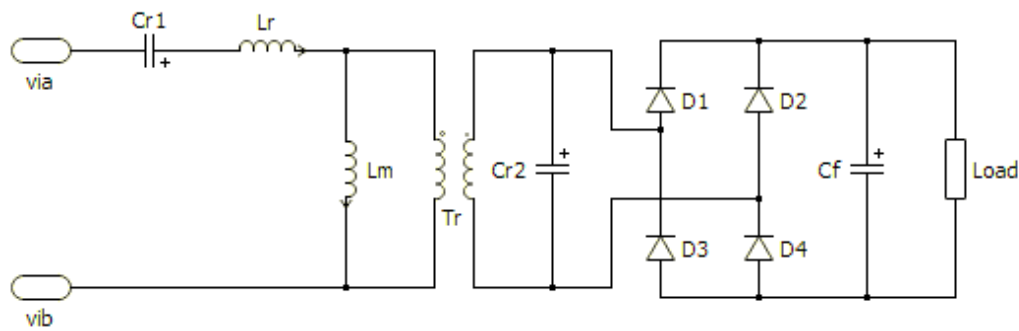


Figura III.15 Diagrama eléctrico de un serie-paralelo tipo SP-LLCC

Esta topología recoge todas las ventajas del PRC-LLCC y permite aumentar aún más la eficiencia del sistema gracias al filtro capacitivo. En general es la topología más adecuada en cuanto a eficiencia, tamaño de los componentes y características de control comparando con las otras tres topologías.

Con este breve análisis se ha concluido que la mayor eficiencia se logra con la topología PRC-LLCC. Sin embargo, entre todas ellas la topología serie-resonante (LCL) es la más compacta y la más sencilla en cuanto a control y diseño en comparación a las otras. Además, si no se desea una gran regulación de salida como es en nuestro caso ya que a la salida en un principio se desean 400V constantes se puede lograr una de las eficiencias más altas añadiendo un filtro capacitivo entre el rectificador y la carga.

Por estas razones anteriores la topología que se ha elegido para esta aplicación es la serie-resonante.

IV. DISEÑO DE UN PUENTE EN H DE TRES NIVELES

En este apartado se diseña el esquema eléctrico del convertidor que se utiliza para convertir la energía que viene de la red en la que se inyecta al tanque resonante. Primero hace falta rectificar las señales alternas para convertirlas en continua, y después con este convertidor pasarlas otra vez a alterna para alimentar el tanque. No se ha diseñado el rectificador y directamente se ha considerado que la entrada proviene de un bus DC.

El convertidor será un puente en H con condensadores flotantes y semiconductores de Arseniuro de Galio. Dispondrá de 8 semiconductores, 4 por cada rama, que serán controlados por modulación PWM. Cada rama dispone de un condensador flotante, tal y como se ilustra en la siguiente imagen. Los condensadores flotantes son FC-1 y FC-2.

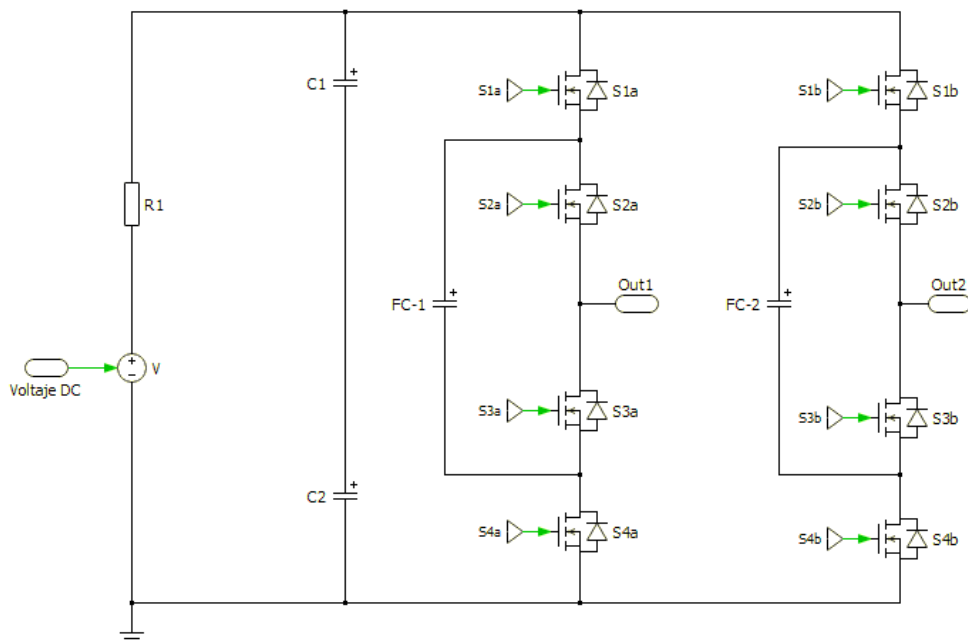


Figura IV.1 Diagrama eléctrico de un puente en H tipo FC

Gracias a los condensadores flotantes, se logra un nivel de tensión adicional en la salida con el valor de 0V. Esto permite conseguir una salida de tensión más parecida a una sinusoidal reduciendo la distorsión armónica. Es necesario mantener la tensión equilibrada en estos condensadores para que el convertidor funcione correctamente, y esto depende directamente de la modulación de los MOSFETs. Existe un estado de carga y otro de descarga para cada condensador flotante, y para que la tensión se mantenga estable es necesario que los tiempos de un estado y del otro sean iguales.

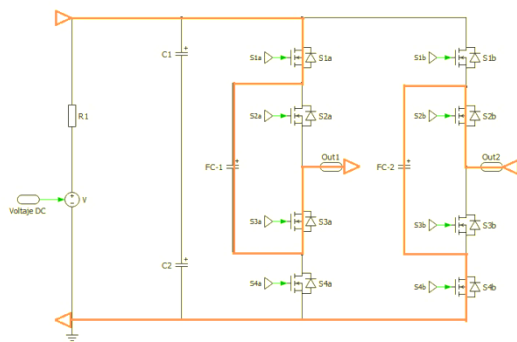


Figura IV.2 Sentido de la corriente con el estado 1 de salida neutra

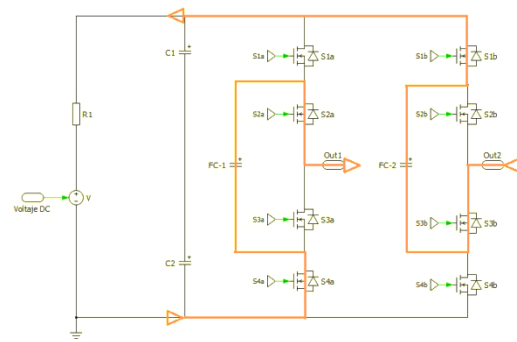


Figura IV.3 Sentido de la corriente con el estado 2 de salida neutra

En el primer [Figura IV.2] caso donde el circuito lo cierran los semiconductores S1a, S3a y S2b y S4b se da la carga de los condensadores flotantes. En el segundo caso [Figura IV.3] cuando S1b, S3b y S2a y S4a cierran el circuito, se da la descarga. En ambos casos teóricamente a la salida se obtiene una tensión neutra. Si la duración de ambos estados es igual, la tensión de los condensadores flotantes se equilibra sin la necesidad de un lazo externo de control. [12] La comprensión de estos estados es necesaria para el cálculo de la capacidad mínima.

Antes de realizar el diseño y las simulaciones del convertidor, es necesario definir los parámetros máximos con los que deberá trabajar, como son la potencia y la corriente de salida.

La entrada trifásica permite tener un bus de 565V, lo que será la entrada del convertidor. A la salida, siendo un convertidor de puente en H, se dispone de una tensión alterna de +-565V, obteniendo una tensión RMS de 400V en la salida (Out1 y Out2).

1. Semiconductores

Sobredimensionando la potencia por seguridad, un caso de 15-20kW supondría tener una corriente de salida de 50A RMS, y 70,71A de pico. Dependiendo de esta corriente y la tensión del bus de 565V se han escogido semiconductores GaN del mercado.

Tabla 3 Semiconductores GaN del mercado actual

| Fabricante | Referencia | Vds | Ids (25°C) | Vg | Características | Disponibilidad actual |
|--------------------------|-------------|------|---------------------|------|-----------------|-----------------------|
| Texas Instruments | LMG3410R050 | 600V | 40A (100A de pulso) | 12V | Driver incluido | No |
| Texas Instruments | LMG3410R070 | 600V | 40A (100A de pulso) | 12V | Driver incluido | Si |
| GaN | GS66516T | 650V | 47A (60A de pulso) | 0-6V | Modelo PLECS | Si |

| | | | | | | |
|---------|--|--|--------|--|--|--|
| Systems | | | pulso) | | | |
|---------|--|--|--------|--|--|--|

En la tabla se pueden observar tres diferentes modelos de GaN compatibles para esta aplicación, dos de Texas Instruments y uno de GaN Systems. Se ha elegido el LMG3410R070 para realizar el prototipo real ya que el driver incluido simplifica mucho el diseño y el montaje y permite también ahorrar costes. Sin embargo, no dispone de un modelo de PLECS para realizar las simulaciones, por esta razón para las simulaciones se ha utilizado el GS66516T.

Los semiconductores de GaN Systems que se han utilizado para realizar el modelo de simulación pueden soportar como máximo una corriente de 60A de colector (drain) a emisor (source), y una corriente continua o RMS de 47A [14]. Por lo que ya no es posible trabajar con esas potencias deseadas. Además, no es recomendable trabajar con estos valores máximos ya que las pérdidas son inadmisibles. La caída de tensión de estos semiconductores dependiendo de la corriente de colector-emisor la define la siguiente curva.

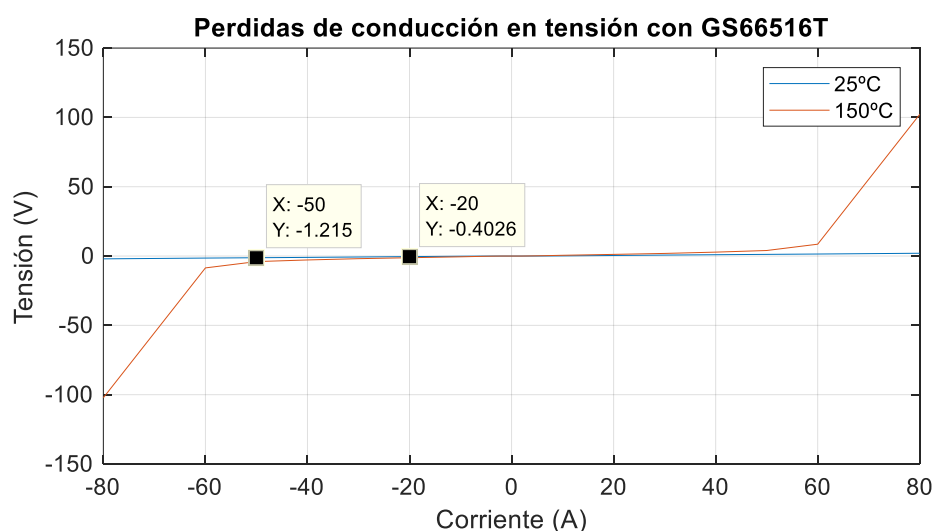


Figura IV.4 Curva de pérdidas del GS66516T

Como se muestra con la Figura IV.4, a 25°C y una corriente RMS de 50A la caída de tensión es de 1.2V, por lo que las pérdidas de conducción son de 60.75W por MOSFET. En cambio, con una corriente de 20A RMS son de 8W por MOSFET.

Sin embargo, en el prototipo real se utilizarán otros semiconductores de Texas Instruments por razones de montaje que se explicaran en el apartado de Diseño de PCB, en concreto unas LMG341xR070 con driver incorporado de 100A de pulso máximo, pero 40A

de continua o RMS a 25°C o 30A cuando trabajan a 100°C [15]. La potencia deseada de 5kW se encuentra dentro de estas capacidades, con una corriente de 12.5A RMS y 17.7A de pico.

El ángulo de la corriente respecto a la tensión dependerá totalmente de la carga. Teniendo en cuenta que el convertidor se ha diseñado para la carga de un vehículo mediante un tanque resonante, la salida tendrá una inductancia considerable que hace falta calcularlo. El diseño de esta inductancia se detalla en el apartado del diseño del tanque resonante en este documento. Mientras tanto, para comenzar con el diseño y simulación del puente en H se ha considerado una carga resistiva inductiva. La parte inductiva de la impedancia depende de la frecuencia de conmutación.

A la salida se desea una onda sinusoidal de 50Hz. En el diseño del tanque es donde se le ha dado un valor más funcional para la aplicación a esta frecuencia y con ello el valor real que tiene la impedancia.

2. Condensadores

A continuación, se ha realizado el cálculo de los condensadores del convertidor. En total son dos condensadores de bus y dos flotantes, C1, C2, FCa y FCb. Todos ellos deben mantener la misma tensión de $V_{bus}/2$ por lo que teóricamente se han diseñado para que sean iguales.

Primero hace falta mencionar que la modulación se creará a partir de dos señales triangulares inversas también conocidas como señales portadoras, con una frecuencia de conmutación de 200kHz que se ha mencionado anteriormente, que se comparan con una señal moduladora sinusoidal de 50Hz. De esta comparación se crearán los pulsos de conmutación. Existe la posibilidad también de que estas señales portadoras sean de tipo sierra que se realizará una comparación en el apartado de la simulación, pero para el cálculo de los valores de los condensadores se han utilizado las triangulares.

Para el cálculo de la capacidad mínima se ha utilizado una expresión que lo relaciona con la oscilación de voltaje que sufre el condensador flotante. [12]. Esta oscilación depende de los estados de carga y descarga.

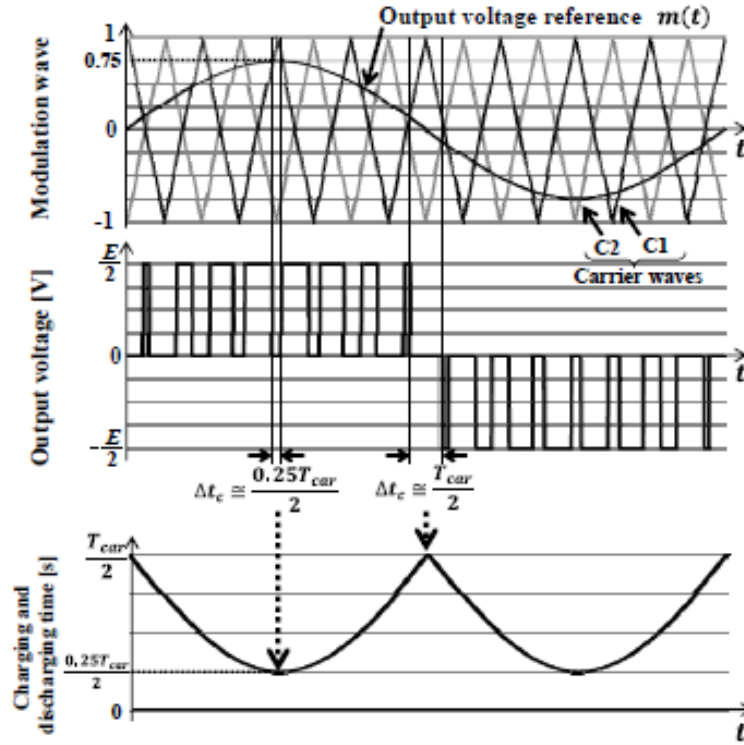


Figura IV.5 Carga y descarga de un condensador flotante con modulación PSPWM [12]

La comparación de las señales se realiza de la siguiente manera. Cuando la triangular portadora 1 es mayor que la señal moduladora, se conmuta al estado de carga, cuando la triangular portadora 2 es mayor que la señal moduladora se conmuta al estado de descarga, y cuando la señal moduladora es mayor que las dos triangulares, se conmuta al estado de tensión positiva. En el semi-ciclo negativo funciona de la misma manera, pero utilizando el estado de tensión negativa.

En un periodo completo de la señal moduladora de 50Hz los estados de carga y descarga tienen la misma duración total y los condensadores flotantes se equilibran, sin embargo, dentro del periodo no, es decir, la duración de cada estado varía en función de la amplitud de la señal moduladora dentro de un periodo. En la Figura IV.5 se puede ver que en la máxima amplitud, la duración de los estados es la mínima, y la máxima duración de la carga y la descarga se logra cuando la señal moduladora pasa por cero, en la imagen el índice de modulación m es de 0,75. En este punto es cuando el condensador tiene el mayor tiempo de desequilibrio u oscilación, y se estima que la duración de la carga o descarga (Δt_{cmax}) es aproximadamente la siguiente:

$$\Delta t_{cmax} = \frac{T_{car}}{2} = \frac{1}{2F_s} = 2.5\mu s \quad (1)$$

$$\Delta t_{cmin} = \frac{(1 - m)}{2F_s} \quad (2)$$

Donde el T_{car} es el periodo de las señales triangulares portadoras (1/200kHz), o también el periodo de conmutación, y la m es el índice de modulación.

Con este parámetro calculado se puede estimar lo que será el rizado en los condensadores flotantes. Para ello se utiliza la siguiente expresión:

$$v_{ripple}(t) = \frac{1}{C_{fc}} I(t) \Delta t_c(t) = \frac{1}{C_{fc}} I_{max} |\sin(2\pi f t)| \frac{(1 - m(t))}{2F_s} \quad (3)$$

Donde I es la corriente de salida, y C_{fc} el valor de la capacidad en faradios. I_{max} es el valor máximo de la corriente de salida, 17,7A, f es la frecuencia de la señal moduladora, 50Hz. $m(t)$ es el vector que va desde 0 hasta el valor del índice de modulación, es decir, cuando la corriente es 0 este valor es 0 y cuando la corriente llega a su punto máximo es igual al índice de modulación. Este valor en este proyecto se ha aproximado la siguiente expresión:

$$m(t) = m|\sin(2\pi f t)| \quad (4)$$

Con estas expresiones, se logra obtener el grafico de lo que sería el rizado de tensión del condensador flotante. El resultado se muestra en la Figura IV.7.

Calculando el máximo del valor del rizado para distintos casos, se logra obtener la siguiente gráfica (Figura IV.6).

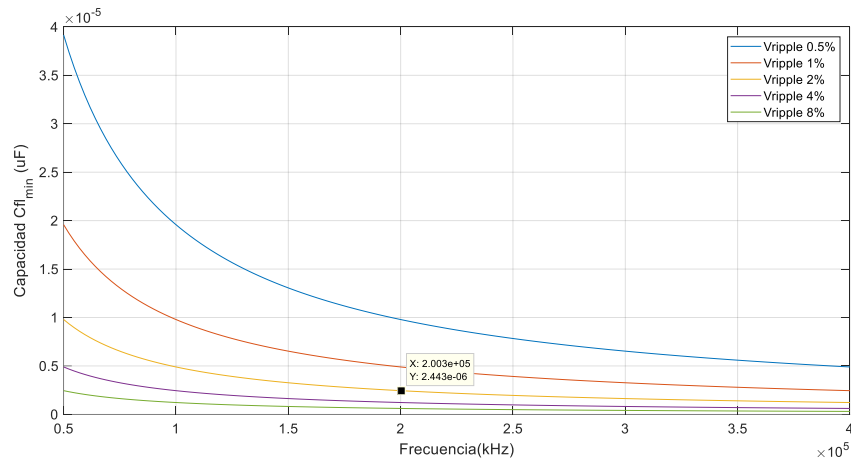


Figura IV.6 La capacidad mínima requerida en el CF para un rizado dependiendo de la frecuencia

Se recomienda realizar el cálculo de manera inversa limitando lo que será el rizado de la tensión, como se ha hecho en este caso. A este rizado se le ha dado el valor máximo del 2%

de la tensión nominal de los condensadores flotantes. Así, la tensión de los condensadores no sobrepasarán el valor de $V_{bus}/2 \pm 2\%$ que equivale a $5.65V$ (v_{ripple}).

$$C_{fmin} = 2.443\mu F \approx 3\mu F \quad (5)$$

Se ha redondeado el valor hacia arriba para garantizar el valor máximo del rizado. Este valor de capacitancia es el valor mínimo necesario para que el rizado de tensión no sobrepase el límite establecido. Por lo tanto, para las simulaciones se ha utilizado un condensador de $3\mu F$, pero en el caso real del diseño de la PCB se ha sobredimensionado y se ha utilizado como mínimo un valor de $10\mu F$.

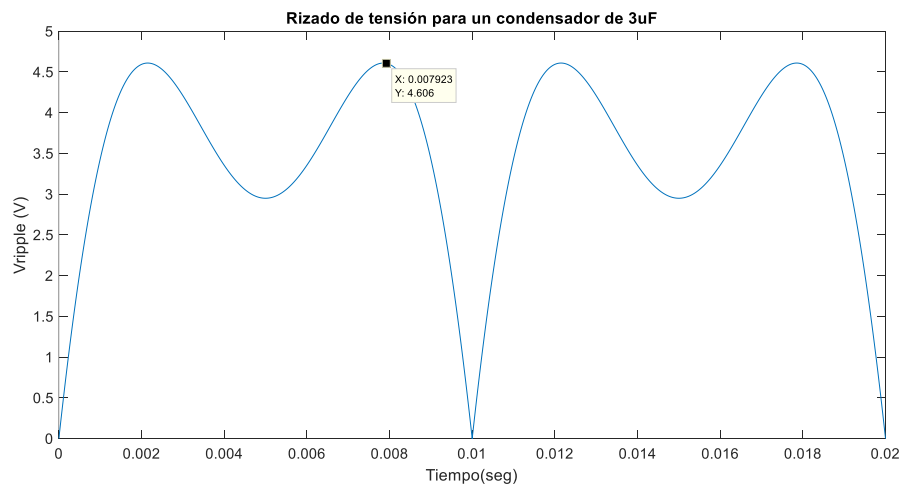


Figura IV.7 Rizado de la tensión del condensador flotante

A partir de la (3), (4), y (5) se logra simular lo que será el rizado para el valor seleccionado, utilizando un índice de modulación de 0.8. El valor máximo de rizado es de $4.6V$.

3. Alimentación de los semiconductores

Una vez fijados los valores de los condensadores se ha analizado lo que será la alimentación de los semiconductores que forman el puente en H. Estos semiconductores requieren de un driver o un adaptador para obtener las entradas adecuadas para actuar y conmutar. El driver es el que recibe la señal digital proveniente del dispositivo que crea la modulación. Este driver se puede diseñar o también puede adquirirse desde el mercado actual. Es importante que sea equivalente con el semiconductor.

En nuestro caso se ha comentado anteriormente que se utilizarán los dispositivos LMG3410R070 de Texas Instruments que llevan el driver incorporado. Sin embargo, de la

misma manera hace falta alimentarlos externamente. El datasheet del fabricante detalla de cuánto debe ser la alimentación. [15]

Según el fabricante la alimentación de estos dispositivos tiene que ser de +12V. El problema viene del origen de esta tensión.

Para el diseño del puente en H de tres niveles se requieren 4 semiconductores por rama como se ha explicado anteriormente, y cada uno de estos semiconductores requiere una alimentación externa de 12V. El problema es que todos ellos de una misma rama tienen distintas referencias, y todas excepto una son de masa flotante, es decir, la tensión en el punto de referencia respecto a la tierra no es 0V. En consecuencia, estas alimentaciones deben ser aisladas unas respecto a las otras.

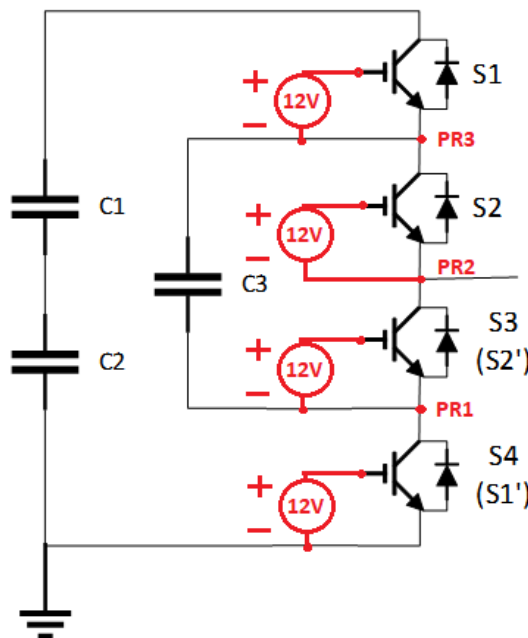


Figura IV.8 Alimentaciones independientes en un medio puente multinivel tipo FC

Como se muestra en la Figura IV.8 la solución más sencilla es utilizar 4 convertidores con aislamiento para cada rama que conviertan la tensión DC de una fuente principal de 24V en una secundaria de 12V, y la referencia secundaria conectarla a la referencia del semiconductor. Sin embargo, estos convertidores también conocidos como TRACOs son relativamente caros y suponen un sacrificio teniendo como referencia el precio de los semiconductores. Por ello es mejor buscar alternativas para reducir el número de estos dispositivos.

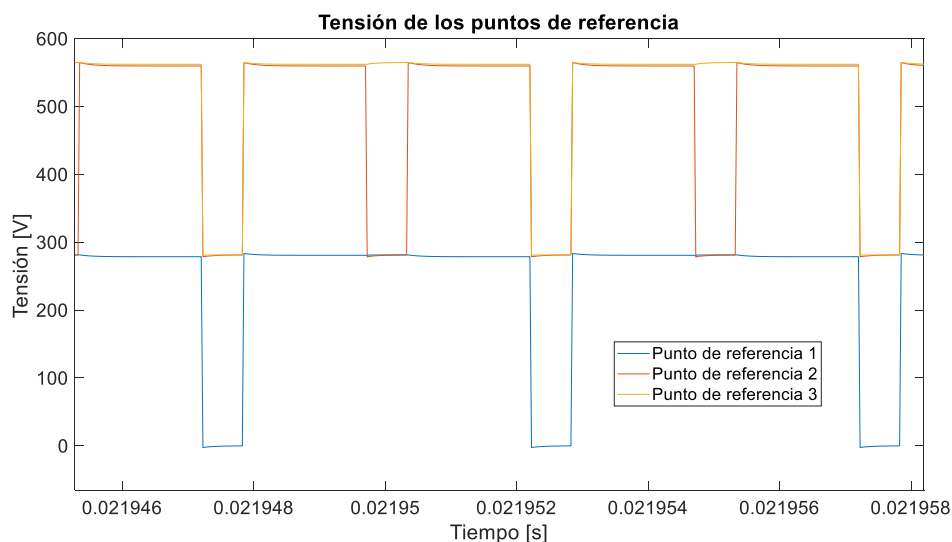


Figura IV.10 Tensiones en los puntos de referencia en el semi ciclo positivo

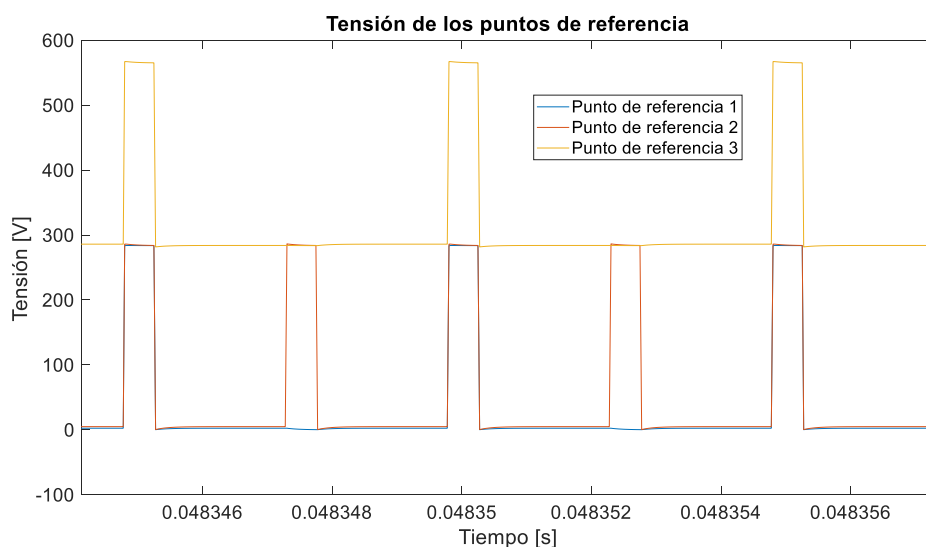


Figura IV.11 Tensiones en los puntos de referencia en el semi ciclo negativo

Las figuras anteriores Figura IV.10 y Figura IV.11 muestran la tensión en los puntos de referencia 1,2 y 3 cuando se genera el semi-ciclo positivo de la salida sinusoidal de 50Hz de la salida y el semi-ciclo negativo. En ellas se puede ver que el punto de referencia 1 es el único que en ambos casos llega a la tensión de 0V en algún momento. Si la referencia de un TRACO se conecta en la masa del puente en H, es capaz de alimentar el driver del semiconductor S3 y por otra parte cargar el condensador del *bootstrap* que tiene la referencia en el punto 1, pero no podría cargar en ningún momento los condensadores con referencia en el punto 2 y 3. Por esta razón es necesario utilizar más de un TRACO.

Si se conecta un segundo TRACO con referencia en el punto 2, este podría alimentar sin problema el driver del S2, y a su vez cargar el condensador que tiene la referencia en el

punto 3. Esto es así ya que la tensión del punto de referencia 3 en el semi-ciclo positivo tanto como en el negativo tiene la misma tensión que el del punto de referencia 2 en algún instante.

En conclusión, es necesario utilizar como mínimo dos TRACOs para alimentar una rama completa de este puente en H. En este caso se alimentan los drivers del S2 y el S4 directamente con estos convertidores, y el S1 y el S3 se alimentan por circuitos *bootstrap*. En la Figura IV.12.

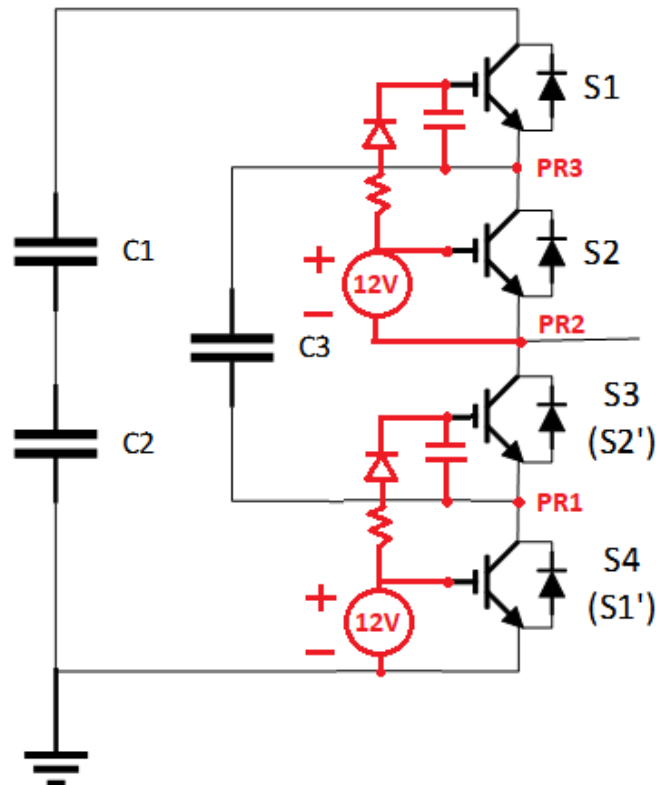


Figura IV.12 Configuración de las alimentaciones del medio puente multinivel FC

Es importante la selección de los componentes de los circuitos *bootstrap* ara que el circuito sea capaz de alimentar adecuadamente los drivers. Para la selección se ha utilizado el *datasheet* que proporciona el fabricante [15]. Cuando el *bootstrap* funciona a altas frecuencias la velocidad de recuperación del diodo se vuelve significativa, por lo que es preferible utilizar un diodo ultra rápido, que en este caso es el UFM15PL-TP de Micro Comercial. La selección de componentes se profundizará más en el apartado del Diseño de la PCB. En cuanto al condensador debe ser capaz de almacenar y entregar la potencia requerida por el driver.

Con estos cálculos ya se ha diseñado el modelo eléctrico del puente en H. Más adelante se realiza la simulación del modelo con la herramienta de PLECS con el que se realiza una comparación con los resultados teóricos.

V. DISEÑO DEL TANQUE RESONANTE

En este apartado se diseña el esquema eléctrico del tanque resonante que se ha seleccionado en el apartado de la configuración del sistema, en la cual se ha concluido que el tanque resonante más adecuado para esta aplicación es el tipo serie-resonante LCL.

Tal y como se detalla en ese apartado, este circuito se compone por un condensador y una inductancia resonante junto con la inductancia magnetizante del transformador. En el secundario de este transformador es donde se conecta la carga después de un rectificador, ideal y compuesto por cuatro diodos en este caso. El circuito se muestra en la Figura III.12. En este caso, se le ha añadido un filtro capacitivo entre el rectificador y la carga para eliminar armónicos y lograr una salida más constante.

El inversor que crea la entrada crea una señal cuadrada de $\pm V_{dc}$ o $\pm V_{dc}/2$ dependiendo si es un puente en H completo o medio puente. En este caso se ha diseñado para que el inversor sea de puente en H completo., por lo que la entrada del circuito serie-resonante es una señal cuadrada de $\pm 565V$. El tanque resonante se diseña para que la frecuencia de resonancia sea la misma que la de conmutación del inversor, lo que viene siendo la frecuencia de la señal cuadrada de entrada. Esta frecuencia es de 200kHz. La potencia máxima del sistema se ha fijado en 5kW. Se desea una salida DC de 400V.

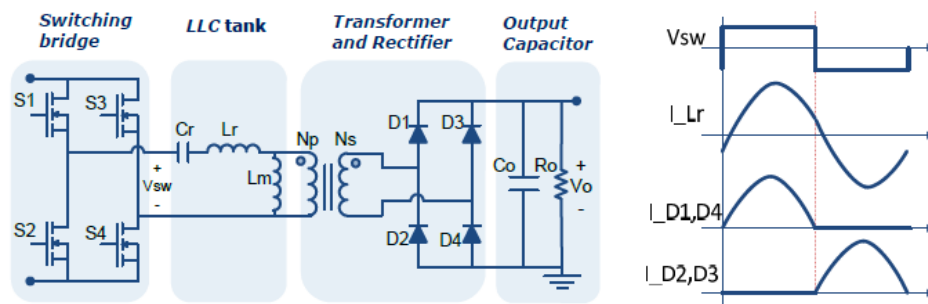


Figura V.1 Esquema eléctrico y ondas teóricas del serie-resonante LCL [16]

En la imagen la entrada se describe como V_{sw} . En consecuencia, de las inductancias y del condensador la corriente que circula por los componentes resonantes es una sinusoidal. Gracias al condensador de salida la señal de los diodos que es una sinusoidal de medio ciclo se filtra para convertirla en constante. [16]

El primer paso del diseño es fijar la que queremos que sea la ganancia del sistema. El valor de la ganancia total depende de la multiplicación entre la ganancia del inversor, la ganancia del tanque resonante, y la ganancia del transformador.

$$K_{total} = K_{inv} * K_{res} * K_{trans} = \frac{400}{565} \quad (6)$$

Donde K_{total} es la ganancia total entre la entrada y la salida, en este caso tiene que ser de 1.4125. K_{inv} es la ganancia del inversor que para un puente en H completo es de 1, y si fuera medio puente sería 0.5. K_{res} es la ganancia del tanque resonante y K_{trans} es la ganancia del transformador. Para lograr la conversión deseada se ha utilizado la ganancia del transformador, haciendo el bobinado de una relación de 1.4125:1, así la ganancia del tanque resonante se mantiene unitaria en su punto de trabajo normal.

Para hacer el estudio del tanque resonante todo lo que es la parte secundaria del transformador incluyendo el rectificador y la carga se cambian por una resistencia equivalente al que se le denomina R_{ac} .

$$R_{ac} = \frac{8N_p^2}{\pi^2 N_s^2} R_o \quad (7)$$

Esta resistencia equivalente recoge también la relación del transformador. N_p es el número de espiras del bobinado primario del transformador y N_s las del secundario. Para lograr la conversión deseada se puede considerar que N_p sea 1 y N_s 1.4125. R_o es el valor de la resistencia de la carga de salida, que está relacionada con la potencia de salida. En este caso el valor más significativo para los cálculos es cuando la potencia es la máxima, es decir, 5kW. Con esta potencia para que la tensión de salida sea de 400V, esta resistencia de salida debe ser de 32Ohm, y con estos valores la resistencia equivalente total es de 51.75Ohm.

$$R_{acmin} = 51.75\Omega \quad (8)$$

La ganancia del tanque resonante es unitaria cuando la frecuencia de resonancia y la de conmutación son iguales. Pero variando la frecuencia de conmutación se puede lograr variar la ganancia y así regular la salida. Esta ganancia depende de ciertos parámetros que se detallan a continuación, y se define así:

$$K(Q, m, F_x) = \frac{F_x^2(m-1)}{\sqrt{(mF_x^2-1)^2 + F_x^2(F_x^2-1)^2(m-1)^2Q^2}} \quad (9)$$

Donde la Q el factor de calidad:

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \quad (10)$$

La F_x la frecuencia normalizada:

$$F_x = \frac{f_s}{f_r} \quad (11)$$

Donde la f_r la frecuencia de resonancia:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (12)$$

Y la m es la ratio entre la inductancia resonante y la magnetizante del transformador:

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} \quad (13)$$

Como se puede observar las expresiones están enlazadas entre ellas por los componentes del tanque resonante. Por esta razón para obtener el resultado final hace falta utilizar cálculos iterativos.

Observando expresión de la ganancia K se puede observar que se puede obtener una gráfica haciendo un proceso de barrido con la frecuencia normalizada para distintas Q , pero antes se debe escoger un valor m . La ratio entre las inductancias influye a la capacidad de regulación del sistema. Cuando la m es de un valor bajo, aumenta la capacidad de ganancia del sistema y se puede lograr una mayor regulación de la salida con variaciones pequeñas en el rango de frecuencia. Este caso se utiliza cuando se requiere una gran regulación de la tensión de salida. En cambio, con una m grande, la capacidad de regulación y la ganancia es menor, pero aumenta la eficiencia del sistema. Este efecto se muestra en la Figura V.2. [16]

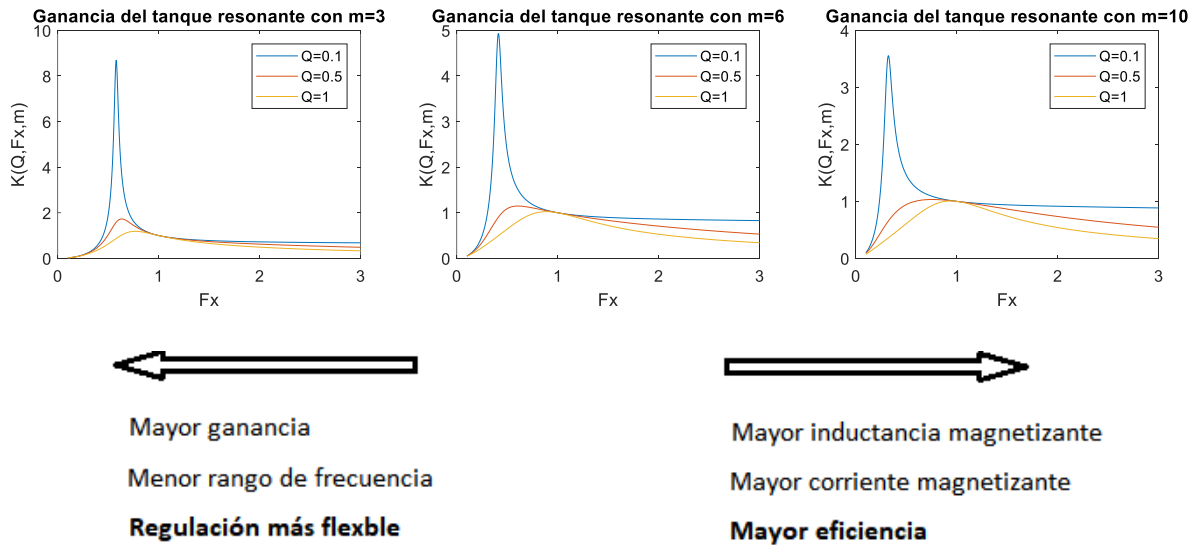


Figura V.2 Variación del ratio de inductancias m

En nuestro caso al no requerir una gran regulación de la salida (es recomendable diseñarlo para que exista una mínima regulación de la salida, por si existen variaciones en la entrada o en la salida por diferentes causas) se ha escogido una m de valor de 10.

Una vez seleccionado la m , se ha seleccionado el factor de calidad Q partiendo del grafico de ganancias (Figura V.3).

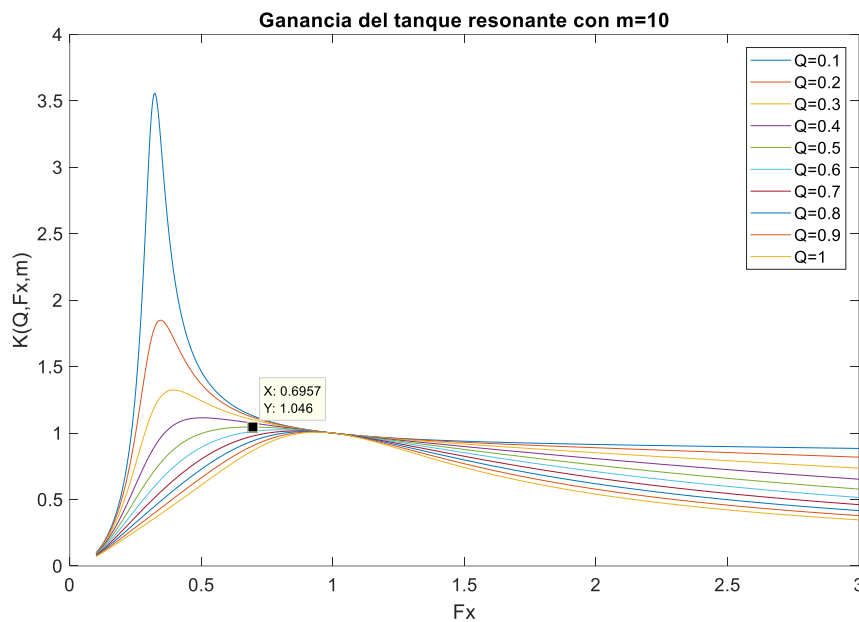


Figura V.3 Ganancia del tanque con diferentes factores de calidad y $m=10$

Utilizando la misma justificación de antes, se ha seleccionado la Q máxima teniendo en cuenta que en nuestra aplicación se desea una regulación mínima. Con este valor de Q la regulación máxima que se puede lograr es del 4.6% (18.4V). Se puede observar que todas las curvas tienen un punto máximo que separa la zona de operación capacitiva (donde la tensión se atrasa respecto a la corriente) y la zona de operación inductiva (donde la corriente se atrasa respecto a la tensión). La operación de conmutación por paso por cero del voltaje (ZVS) solamente se logra en la zona inductiva, por lo tanto, es importante trabajar siempre en esta zona y no pasar a trabajar en la zona capacitiva. En la zona capacitiva se trabaja en conmutación por paso por cero de la corriente (ZCS). Que la tensión esté atrasada provoca que la corriente cambie de sentido cuando el MOSFET todavía se encuentra encendido. Cuando este MOSFET se apaga la corriente circula por el diodo y cuando se enciende el otro MOSFET de la rama provoca una conmutación fuerte en el diodo aumentando las pérdidas y el ruido. Esta situación también puede provocar picos elevados de corriente que pueden dañar los semiconductores.

$$Q_{max} = 0.5 \quad (14)$$

Una vez se han seleccionado el factor de calidad máximo y la ratio entre inductancias, se ha procedido a calcular los valores de los componentes. El siguiente paso es derivar la ecuación de la ganancia respecto a la F_x e igualarlo a 0 para obtener la posición exacta del punto máximo de la curva, donde se separa la zona capacitiva de la inductiva.

$$\frac{d}{dF_x} K(Q, m, F_{x_{min}}) = 0$$

$$F_{x_{min}} = 0.6864 \quad (15)$$

Con esto se garantiza la operación en la zona inductiva. Este valor de F_x también se puede aproximar de la Figura V.3. Con este valor de F_x mínimo también se puede lograr el valor de la ganancia máxima sustituyéndolo en la expresión de la ganancia.

Después hace falta definir el que será la frecuencia de resonancia del tanque resonante. Esta frecuencia en este caso se ha escogido de 200kHz ya que se asume que los semiconductores de GaN serán capaces de soportar una conmutación a esta frecuencia.

$$f_r = 200kHz \quad (16)$$

Con estos valores se dispone de dos ecuaciones (Q y f_r) para dos incógnitas. Realizando las operaciones matemáticas necesarias con las ecuaciones (10), (12) y (13) se logran los siguientes resultados:

$$L_r = 20.59\mu H \quad (17)$$

$$C_r = 30.754nF \quad (18)$$

Finalmente, reemplazando estos resultados en la ecuación de la ratio de inductancias se logra calcular la inductancia magnetizándose que debe tener el transformador del convertidor.

$$L_m = 185.32\mu H \quad (19)$$

Una vez realizado esto se han calculado todos los valores de los componentes necesarios para crear el tanque resonante. Sin embargo, como se ha detallado es necesario que este tanque siempre opere en la zona inductiva, y para ello la frecuencia normalizada siempre debe ser mayor que 0.6864. Siendo fija la frecuencia de resonancia, existe una frecuencia mínima de conmutación para hacer funcionar al tanque.

$$f_{sw_{min}} = Fx * fr_{min} = 137.28kHz \quad (20)$$

Debemos asegurar en todo momento que la frecuencia de conmutación sea mayor que esta frecuencia mínima calculada. Aunque siempre se desea que la frecuencia de conmutación sea la misma que la frecuencia de resonancia de 200kHz para así lograr la máxima transferencia de potencia, y los 400V a la salida.

Los valores calculados se recogen en la Tabla 4 Valores teóricos del tanque resonante diseñado.

Tabla 4 Valores teóricos del tanque resonante diseñado

| Parámetro | Descripción | Valor |
|------------------|----------------------------|--------------|
| Vin o Vdc | Tensión de entrada | 565V |
| Vo | Tensión de salida | 400V |
| Po | Potencia de salida | 5kW |
| Fr | Frecuencia de resonancia | 200kHz |
| Cr | Condensador resonante | 30.754nF |
| Lr | Inductancia resonante | 20.591uH |
| Lm | Inductancia magnetizante | 185.32uH |
| M | Relación del transformador | 1.4125:1 |
| RI | Carga de salida fija | 32Ohm |

Para realizar la transmisión máxima de potencia y obtener 400V a la salida la frecuencia de conmutación debe ser igual a la frecuencia de resonancia, 200kHz.

VI. SIMULACIONES

1. Modelo del puente en H

El modelo del puente en H se ha realizado con PLECS en Simulink. PLECS permite obtener directamente las pérdidas de conducción y conmutación de cada semiconductor y así realizar una comparación de distintos semiconductores y distintos tipos de modulación. Las modulaciones se han realizado con un periodo de simulación fijo (step-time) de $2.5e-8$ segundos.

Cabe destacar que para crear los modelos deseados se ha partido de un modelo ya existente sobre un convertidor de condensadores flotantes trifásico. [11]. El objetivo es modificar este modelo ya existente para crear el modelo del puente en H monofásico. Con todas las modificaciones hechas, el modelo resultante es el siguiente.

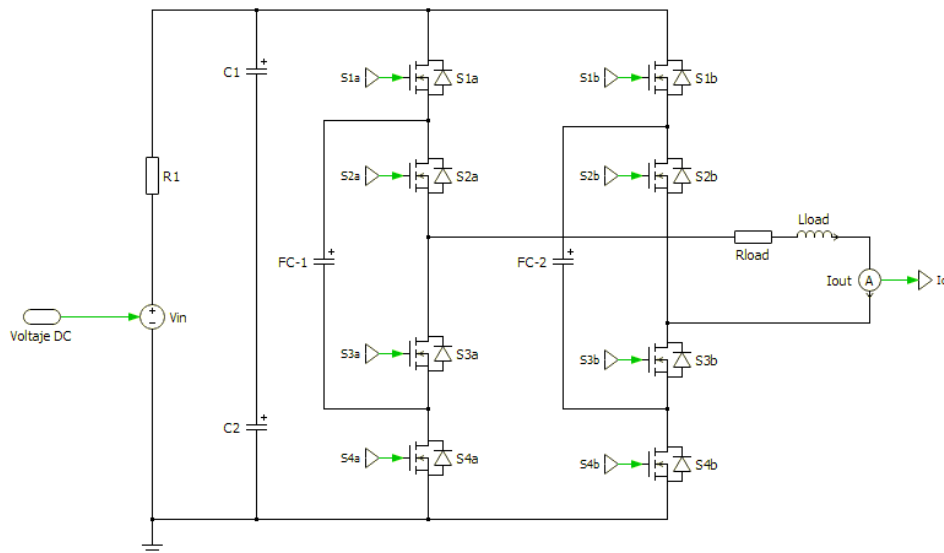


Figura VI.1 Modelo en PLECS del puente en H multinivel con condensadores flotantes y carga resistiva inductiva

En la Figura VI.1 la carga la forma una resistencia y una inductancia R_{load} y L_{load} . La I_o es la medición de la corriente de salida, y la V_{in} la fuente de tensión de entrada que se complementa con una resistencia en serie para simular la caída de la resistencia interna de la fuente.

Las primeras simulaciones se han realizado con condensadores de capacidad infinita para poder ver que todo funciona correctamente, y así poder avanzar con seguridad. Se ha utilizado la modulación de desviación de fase para obtener los siguientes resultados. La frecuencia de conmutación es de 200kHz, y la potencia de 5kW. Para lograr esta potencia se

requiere de una resistencia de carga de 32 Ohm, y con ello se obtendrá una corriente de salida de 12.5A RMS.

En el prototipo se utilizarán los semiconductores LMG341xR070 de Texas Instruments, que tienen una resistencia interna de 70mOhm, por lo tanto, para asemejar la simulación con la realidad, estos son los valores que se han utilizado.

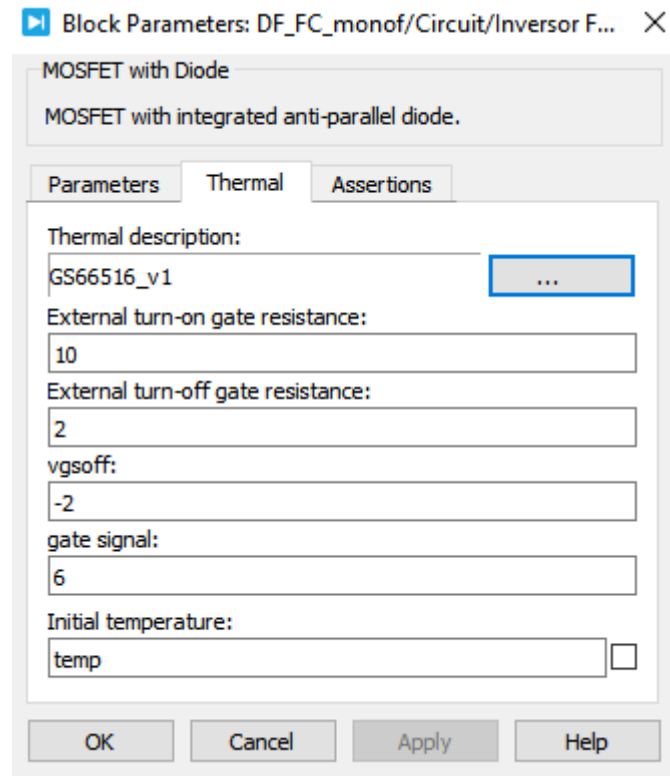


Figura VI.2 Valores utilizados en los modelos de los semiconductores

Los parámetros de driver que se muestran en la Figura VI.2 se han definido con la ayuda del proveedor del modelo, que es GaN Systems.[14]

También se han realizado modificaciones en la modulación. Como se ha detallado, en este apartado se desea una salida sinusoidal de 50Hz.

Para hacer funcionar una rama del inversor de tres niveles se requieren una señal moduladora y dos señales portadoras. Dependiendo del tipo de modulación estas señales serán triangulares o de tipo diente de sierra. La creación de los pulsos de modulación se describe con la Figura IV.5 en el apartado del Diseño del puente en H. Por lo tanto, para los ocho semiconductores se requieren dos señales portadoras y dos moduladoras.

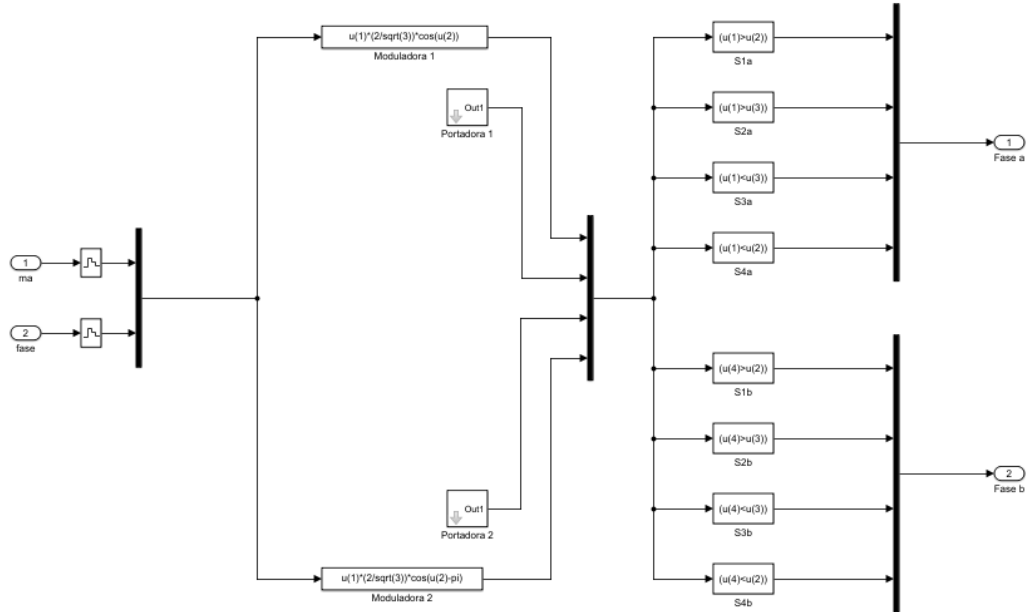


Figura VI.3 Creación de la modulación PSPWM en Simulink

En la Figura VI.3 se muestra como se ha creado la modulación. Como entrada para controlar la modulación se introduce el índice que fija la amplitud máxima de las señales moduladoras, y la fase inicial para comenzar con la simulación. Como salida da los ocho pulsos necesarios para actuar sobre los ocho drivers de los semiconductores.

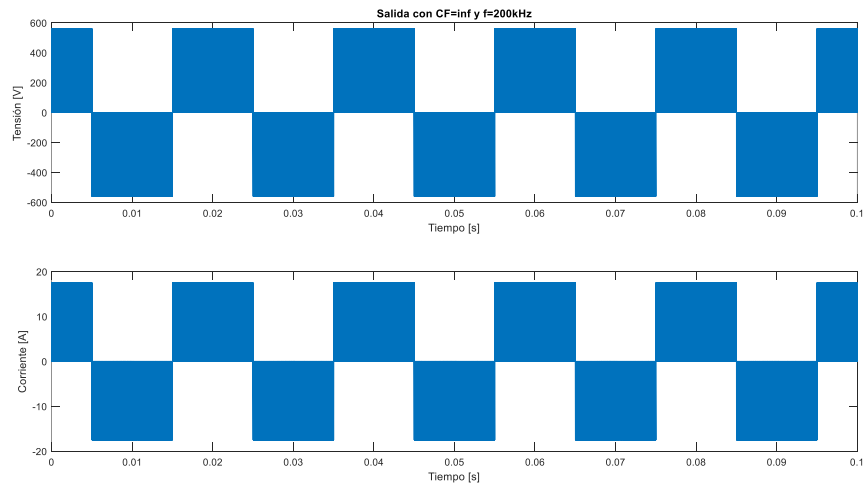


Figura VI.4 Salida de corriente y tensión del puente en H con $L=0$ u $C=\infty$ con modulación PSPWM

Para el caso anterior la inductancia de salida se ha anulado y los condensadores tienen valor infinito. Como se puede ver en la Figura VI.4 la tensión de salida y la corriente son como las esperadas, arriba la tensión creada oscila entre los 565V y -565V (+-Vbus) teniendo un nivel de tensión en 0V, y la corriente le sigue sin ningún desfase con un valor máximo de

17.5A (12.5 RMS). Después se ha procedido a utilizar valores más reales como la de los condensadores, en este caso los calculados en los cálculos teóricos de 3 μ F, y añadiendo una inductancia a la salida para filtrar la corriente. A esta inductancia se le ha dado un valor de 3mH.

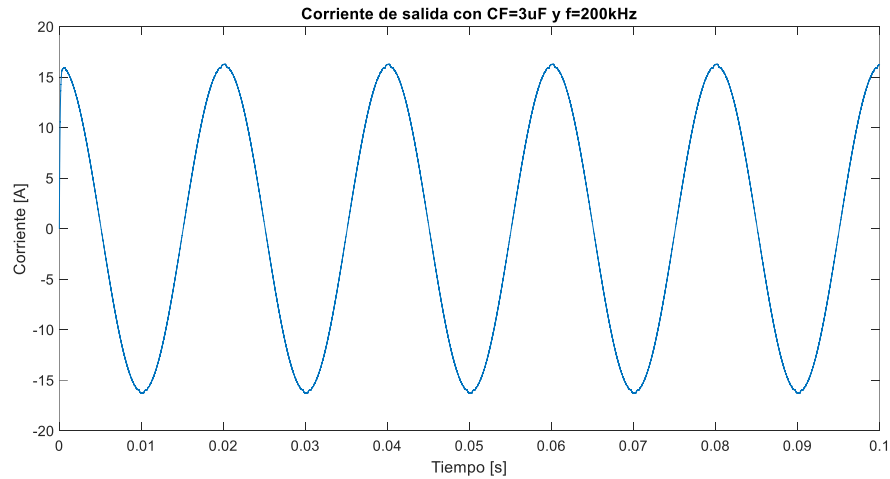


Figura VI.5 Corriente de salida con condensadores flotantes de 3 μ F y L=3mH

Con la inductancia de salida, la corriente se filtra y se puede observar en la Figura VI.5 como cumple con lo previsto. La señal es una sinusoidal de 50Hz, es decir, cada periodo tiene una duración de 0.02 segundos.

También se ha comprobado que la oscilación máxima de la tensión de los condensadores flotantes es la calculada teóricamente en el apartado anterior.

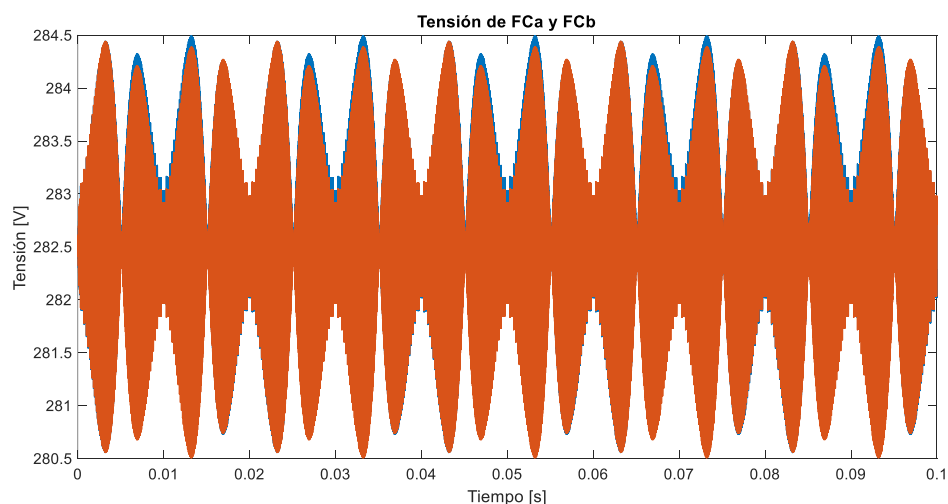


Figura VI.6 Tensión de los condensadores flotantes con modulación PSPWM

En la simulación el rizado máximo es de 4V, y las formas de onda se parecen con el teórico mostrado en la Figura VI.6 (El teórico solamente muestra el positivo ya que se ha

calculado en valores absolutos), aunque los máximos teóricos han dado resultados más altos, de 4.6V en concreto como se demuestra en la Figura IV.7. Esto puede ser debido a la aproximación del parámetro $m(t)$ o

Una vez con los valores principales de condensadores y resistencias, se ha procedido a comparar los distintos tipos de modulación para observar cual es la más adecuada para la aplicación.

1) Modulación PWM

Se han comparado dos tipos de modulación para controlar la apertura de los semiconductores. Estas modulaciones son el Phase Shifted PWM y el Saw Tooth Rotation PWM. Se han considerado las más adecuadas ya que el tiempo promedio de carga y descarga de los condensadores flotantes esta en equilibrio.

Para realizar el proceso anterior en este apartado se ha utilizado la modulación Phase Shifted PWM. A continuación, se muestran los resultados utilizando el Saw Tooth Rotation PWM.

Al igual que el Phase Shifted, esta modulación se crea a partir de la comparación de dos portadoras con una moduladora por cada rama Sin embargo en este caso como lo dice el nombre, las portadoras son de tipo diente de sierra como se muestra a continuación:

En el caso de la tensión de salida y la tensión de los condensadores flotantes los resultados son distintos a los obtenidos con la primera modulación como se muestra en la Figura VI.7:

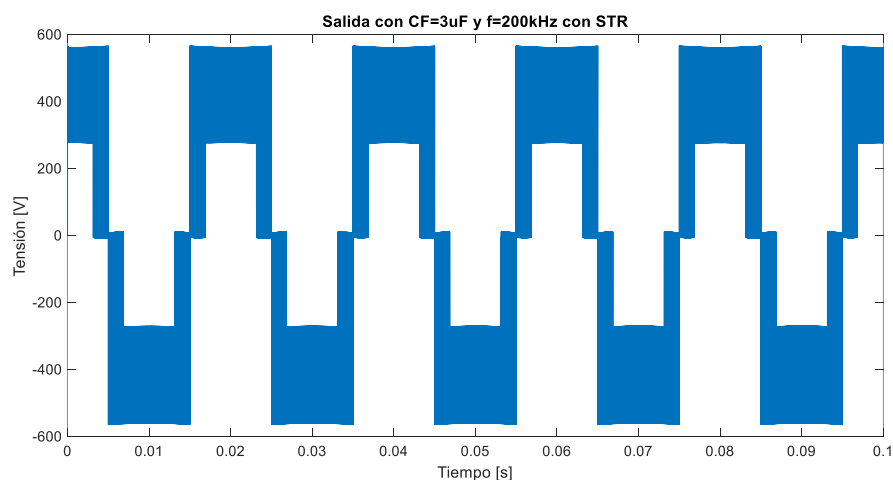


Figura VI.7 Tensión de salida utilizando la modulación STRPWM

En el caso de la corriente, mediante la filtración de la bobina de salida sale el mismo resultado que en el caso anterior.

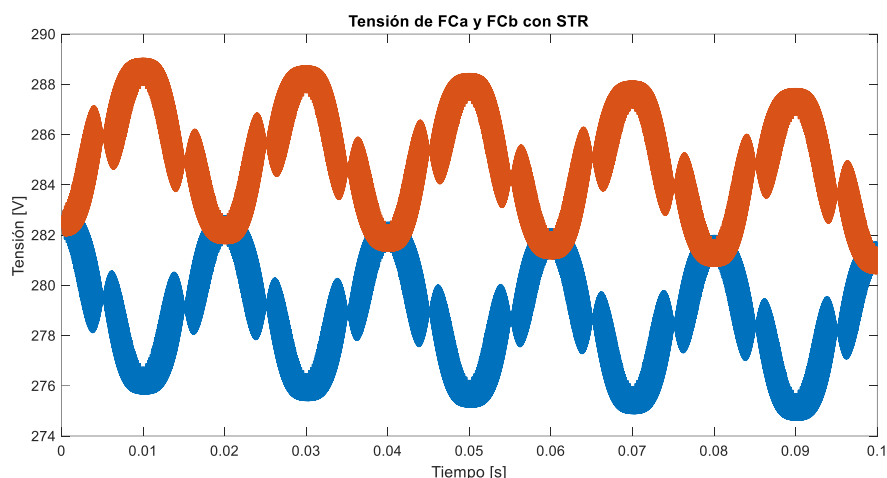


Figura VI.8 Tensión de los condensadores flotantes con modulación STRPWM

Se puede ver que el rizado de tensión en los condensadores flotantes es mayor con la modulación STR. La oscilación no corresponde con los resultados teóricos ya que estos cálculos se han realizado utilizando la modulación PS. Una característica muy importante en tener en cuenta es que la tensión de los condensadores es inestable y se va desequilibrando poco a poco. Por lo que esta técnica se ha descartado.

Para hacer la comparación se ha calculado y graficado el FFT de la tensión de salida del convertidor con las dos modulaciones, y con ello se ha calculado el THD y el WTHD. Estos valores son orientativos ya que la tensión de salida analizada no está filtrada.

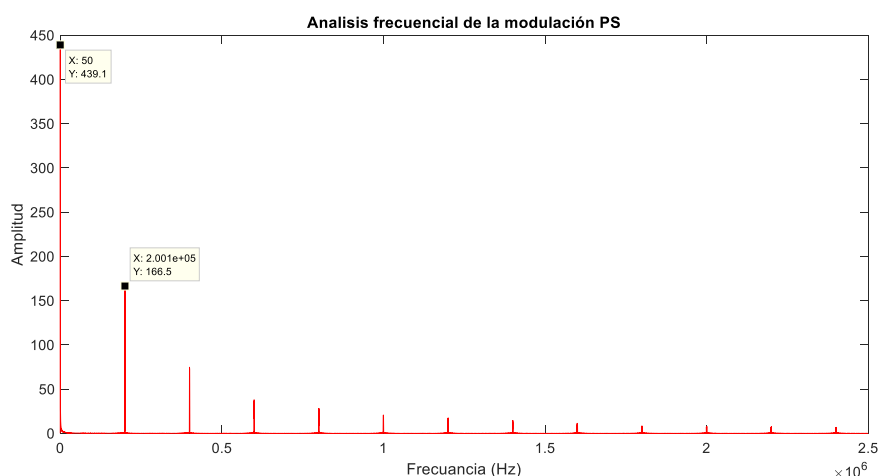


Figura VI.9 Espectro frecuencial de la salida con modulación PSPWM

Con la modulación PS el resultado del THD es del 94.72% y el WTHD del 22.7%.

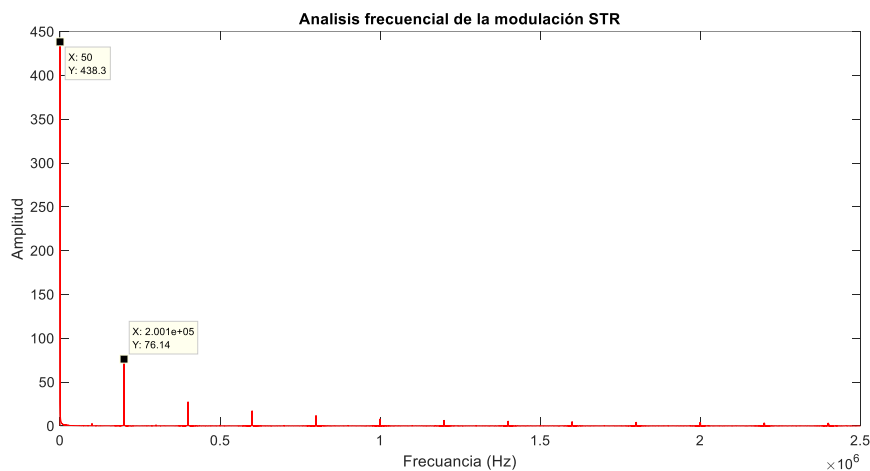


Figura VI.10 Espectro frecuencial de la salida con modulación STRPWM

Con la modulación STR el resultado del THD es del 72.5% y el WTHD del 22.6%.

En los dos casos el THD supera los valores máximos permitidos por las normativas para convertidores de potencia. [17]. Este valor máximo de THD debe ser igual o menor al 5% para la inyección a red, aunque en este proyecto este no es el objetivo.

El armónico principal descartando el de la señal principal de 50Hz se encuentra a la frecuencia de conmutación de 200kHz, en ambos casos. Y el THD es mayor en el caso de la modulación Phase Shifted PWM. Sin embargo, se le ha dado preferencia al rizado de tensión de los condensadores flotantes, que en el caso del STR es mayor y tiende al desequilibrio. Por esta razón la continuación de las simulaciones se ha procedido utilizando la modulación PSPWM.

2) Pérdidas y eficiencia

A continuación, con la ayuda de la herramienta PLECS en Simulink se ha realizado un análisis de las pérdidas de los semiconductores del inversor.

Las pérdidas principales en los semiconductores son las de conducción y conmutación, y las totales se pueden aproximar mediante la suma de estas dos.

Las pérdidas de conducción las provoca mayormente la resistencia interna del semiconductor mientras esta se encuentra conduciendo y dependen directamente de la corriente que circula. Esta resistencia viene dada por el fabricante y se conoce como $R_{ds(on)}$. En el caso del LMG3410R070 esta resistencia es del 70mOhm. [15].

Las pérdidas de conmutación se producen debido a la dinámica de la corriente y la tensión. A la hora de conmutar existe un periodo donde la corriente y la tensión no están a 0 y

coinciden en la subida y en la bajada. En este periodo se producen pérdidas de potencia que se denominan pérdidas de conmutación. Estas pérdidas mayormente aumentan en función de la frecuencia.

Toda esta potencia de pérdidas se disipa en forma de calor por el encapsulado de los semiconductores, por lo que es importante facilitar mediante un buen sistema térmico la conducción del calor. Este sistema térmico se diseña en el apartado del Diseño de la PCB.

Por lo tanto, las pérdidas totales aumentan con la corriente (que viene siendo con la potencia) y con la frecuencia de conmutación.

Se han calculado las pérdidas para distintas potencias y frecuencias. El primer caso es de 5.6kW de salida a 200kHz. Después también se han calculado para 6kW y 8kW a 125kHz.

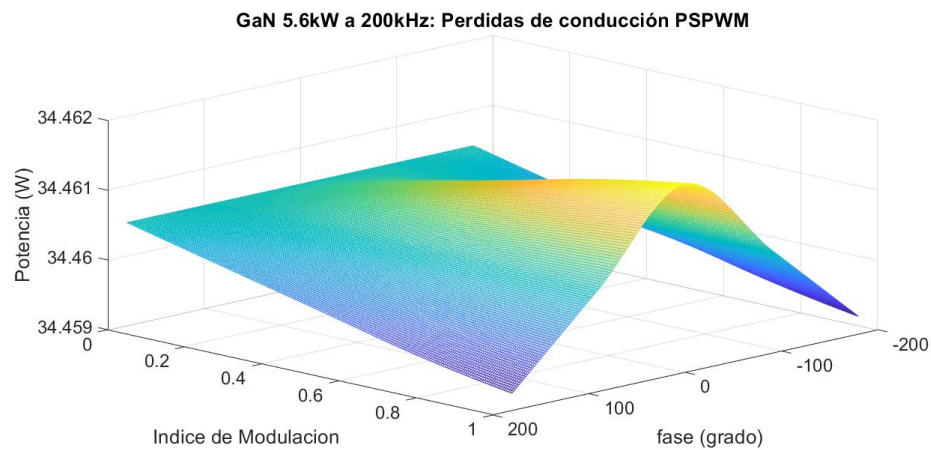


Figura VI.11 Pérdidas de conducción con 5.6kW a 200kHz

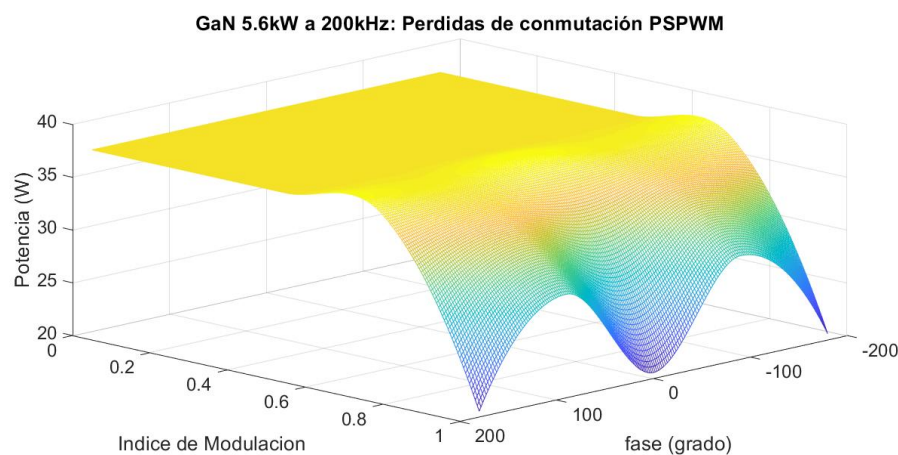


Figura VI.12 Pérdidas de conmutación con 5.6kW a 200kHz

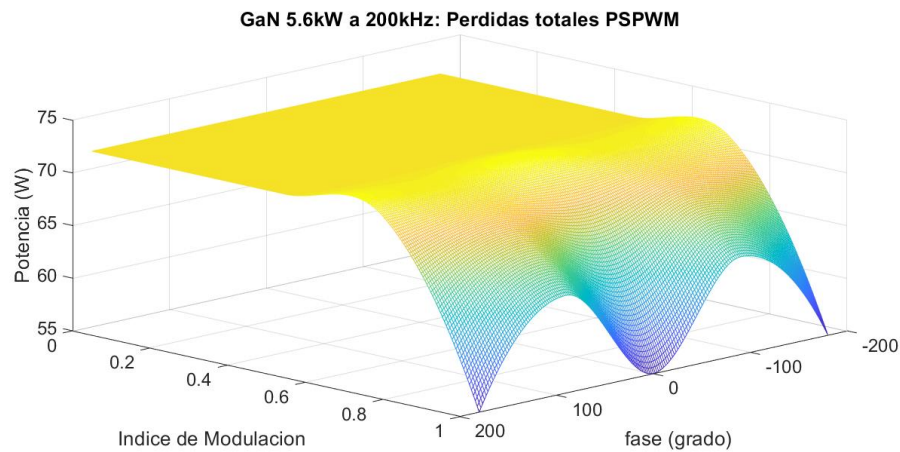


Figura VI.13 Pérdidas totales con 5.6kW a 200kHz

Las pérdidas totales para el caso de 5kW a 200kHz no sobrepasan los 75W. Es decir, son menores a 9.3W de pérdidas por cada semiconductor. Por lo tanto, teniendo en cuenta solamente estas pérdidas como las totales del inversor, la eficiencia mínima teórica es de 98.67%. Para verificar el correcto análisis se ha utilizado una herramienta online que proporciona GaN System en su web online [18].



Figura VI.14 Resultados de la simulación online de GaN Systems

Los resultados no son iguales ya que el sistema simulado en este proyecto para calcular las pérdidas no es completamente igual al caso de online. Se han seleccionado los datos para que sea posible realizar una comparación aproximada. En el caso de la simulación

de GaN Systems se ha utilizado una potencia de la mitad que, en el caso de este proyecto, ya que es un medio puente en comparación al puente en H de nuestro proyecto. Así en ambos casos la corriente que circula por cada semiconductor es de 14A RMS, y como la frecuencia en los dos es de 200kHz, las pérdidas por semiconductor se asemejan bastante. En nuestro caso son de 9.3W por semiconductor, y en el caso de la simulación online de 9.8W. La eficiencia en nuestro caso es de 98.67% y en el caso de GaN Systems de 98.84%. Es posible que la simulación online tenga en cuenta más factores que los que hemos tenido nosotros. Además de eso las diferencias también pueden ser debidas a las tensiones que soportan los semiconductores entre otras cosas. Pero con esto se pueden verificar los resultados obtenidos.

A continuación, se ha realizado también el cálculo de las pérdidas para otras condiciones de trabajo.

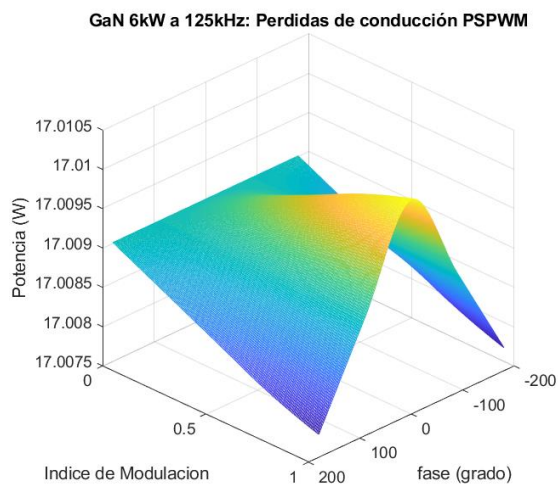


Figura VI.15 Pérdidas de conducción 6kW y 125kHz

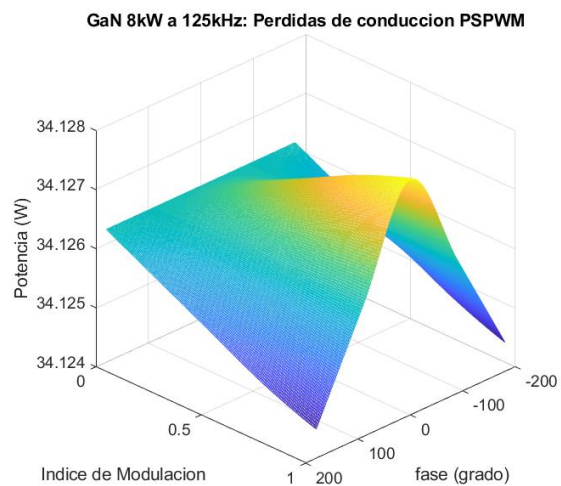


Figura VI.16 Pérdidas de conducción 8kW y 125kHz

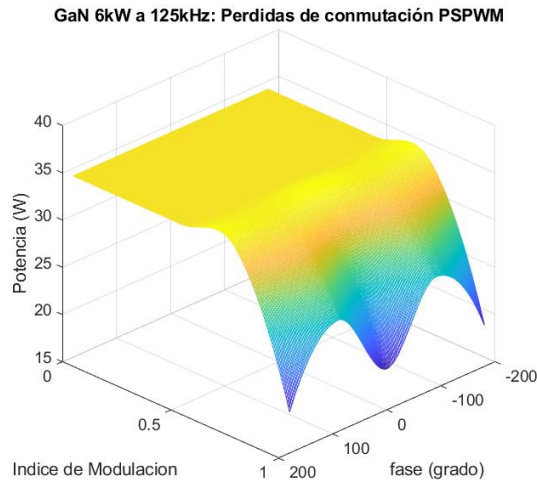


Figura VI.17 Pérdidas de conmutación 6kW y 125kHz

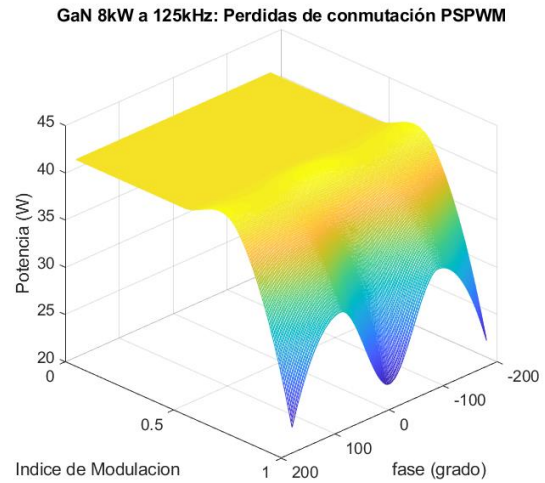


Figura VI.18 Pérdidas de conmutación 8kW y 125kHz

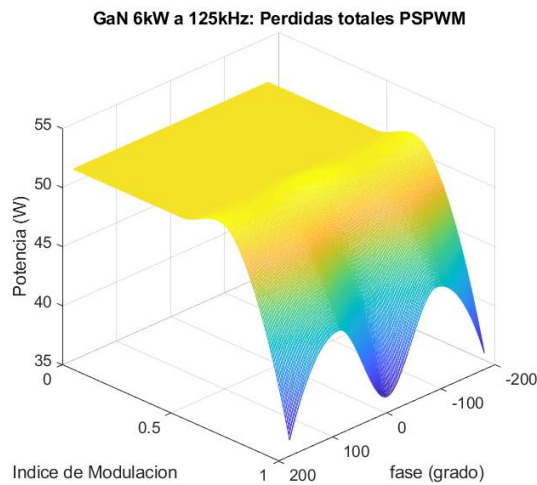


Figura VI.19 Pérdidas totales 6kW y 125kHz

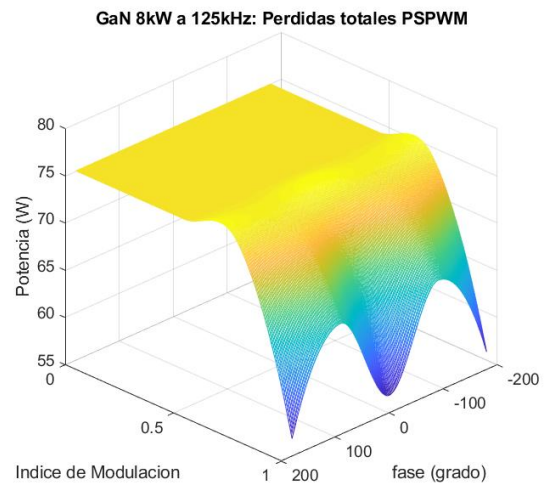


Figura VI.20 Pérdidas totales 8kW y 125kHz

Las pérdidas de conmutación se pueden observar que son más pequeñas en ambos casos en comparación a las de 5.6kW porque la frecuencia es más baja. En cambio, las de conducción son más altas a medida que aumenta la potencia ya que con ella aumenta la corriente. En el caso de 6kW las pérdidas totales no sobrepasan los 55W, y en el caso de 8kW no sobrepasan los 80W. La eficiencia mínima para el caso de 6kW es de 99.09%, y para el caso de 8kW de 99.01%.

Cuanto mayor sean las pérdidas mayor temperatura alcanzarán los semiconductores. Existe una temperatura máxima que puede alcanzar el punto de unión de estos para que trabajen de manera segura y no sufran daños. No deben sobrepasar esta temperatura que viene dada por el fabricante. En el caso de los LMG3410R070 la temperatura máxima de unión $t_{j\theta}$

es de 120°C. Dependiendo de la capacidad de disipación del sistema térmico diseñado estos podrán soportar más o menos pérdidas antes de alcanzar esta temperatura.

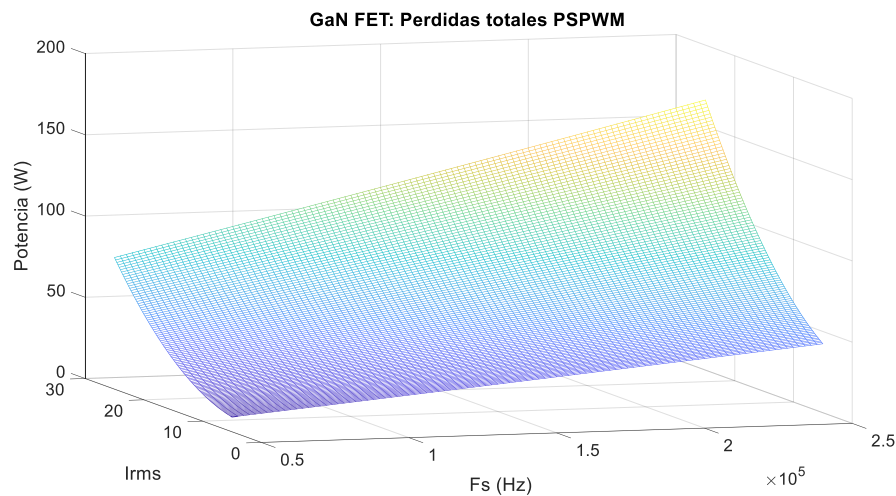


Figura VI.21 Pérdidas totales en función de la potencia y la frecuencia

En la figura Figura VI.21 se muestran las pérdidas en función de la frecuencia y de la corriente. Como se esperaba las perdidas suben en función de la corriente y de la frecuencia. Una vez se diseñe el sistema térmico con estos datos se puede obtener los puntos donde podrá trabajar la PCB con total seguridad, que es lo que se ha realizado en el apartado VII.

Cabe destacar que al utilizar el tanque resonante en la carga la eficiencia del sistema deberá aumentar ya que las pérdidas de conducción disminuyen debido a la conmutación por paso por cero de la corriente. (ZCS)

2. Modelo del tanque resonante

El circuito del tanque resonante diseñado teóricamente se ha simulado en Simulink con la herramienta PLECS al igual que el puente en H para comprobar el correcto funcionamiento. Primero se ha utilizado el puente en H completo diseñado anteriormente para alimentar el tanque, con una tensión RMS de 400V, a una frecuencia de 200kHz, y una potencia máxima de 5kW. Con estos valores la corriente que circulará por el tanque resonante conocido como I_a es de 12.5A RMS. La salida como se explica en el apartado del diseño teórico tiene que ser de 400V DC. Para lograr este valor se hace uso del transformador del tanque que se fija con una relación de 1.4125:1, y a la salida se ha añadido un rectificador de diodos ideal junto con una carga fija.

Es importante saber para hacer funcionar el tanque resonante la conmutación no es de tipo PWM como se ha explicado en el apartado del diseño. No se requiere de una referencia

sinusoidal, sino que a la salida se debe crear una señal alterna de $\pm V_{dc}$ con la frecuencia de resonancia del tanque, en este caso 200kHz. Con esta modulación simple, se puede decir que se desaprovecha la funcionalidad del condensador flotante y del inversor de tres niveles. Por esta razón, también se ha realizado un estudio sobre otro método de modulación que permite aprovechar la funcionalidad del condensador flotante. Este último se ha modelado con un medio puente con el objetivo de simplificar el modelo.

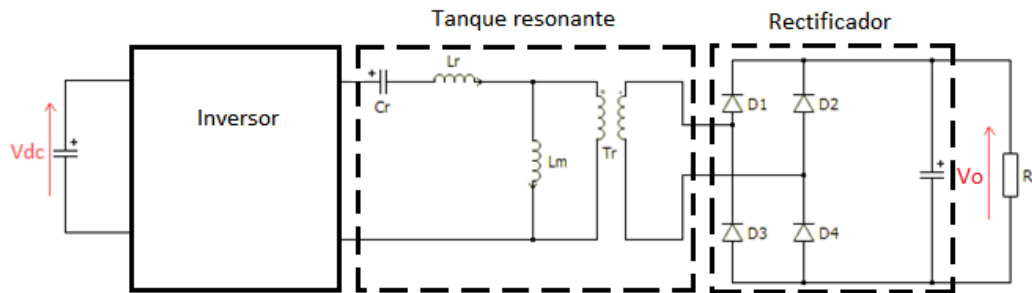


Figura VI.22 Diagrama del modelo del tanque resonante

En la Figura VI.22 la entrada es la tensión V_{dc} de 565V y la salida una tensión de 400V (En el caso del puente en H completo). Dentro del tanque resonante se encuentran el condensador resonante C_r , la inductancia resonante L_r , y la inductancia magnetizante del transformador L_m , junto con la transformación de relación 1.4125:1. El rectificador está compuesto por cuatro diodos y un condensador para eliminar el rizado de tensión.

1) Tanque resonante con puente en H

Utilizando el modelo del inversor de tres niveles con condensador flotante, se ha creado como carga el circuito diseñado en el apartado V, que se recogen en la Tabla 4. Ha continuación se muestra como ha quedado el modelo en PLECS.

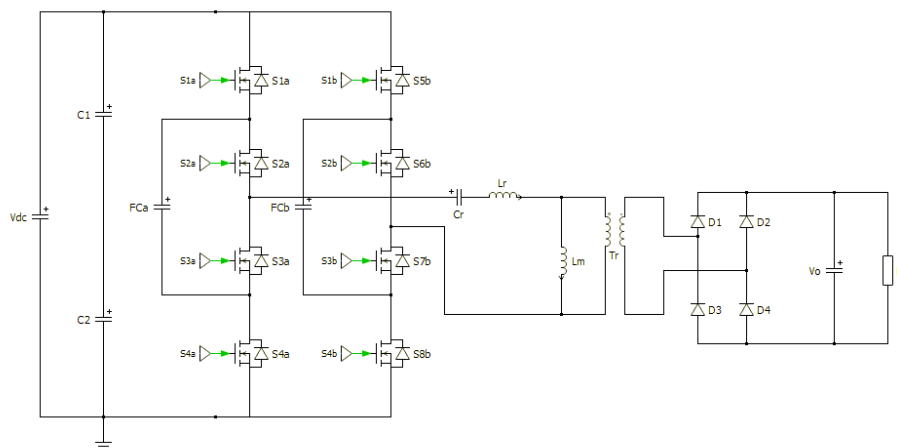


Figura VI.23 Modelo completo del puente en H y el tanque resonante con PLECS

En la Figura VI.23 la rama 1 o la fase a la forman los semiconductores S1a, S2a, S3a y S4a, y la rama 2 o fase b la forman los semiconductores S1b, S2b, S3b, y S4b.

Los valores del tanque resonante son los calculados teóricamente que se recogen en la Tabla 4. Los condensadores flotantes y los del bus de entrada de continua son todos de 10uF.

La modulación se ha modificado totalmente. En este caso para convertir el inversor de tres niveles en uno de dos niveles los dos semiconductores de arriba de una rama se hacen conmutar al mismo tiempo y a la misma frecuencia al igual que los dos semiconductores de abajo. Así se logra que este inversor trabaje como un puente en H simple compuesto por 4 semiconductores.

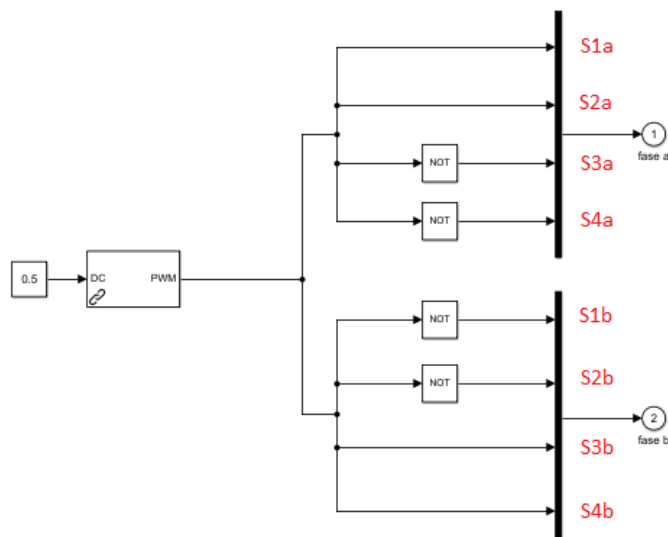


Figura VI.24 Creación de la modulación cuadrada a la frecuencia de resonancia

Para la conmutación, como se muestra en la Figura VI.24 se han creado pulsos inversos con un duty cycle del 50% para actuar sobre la parte alta y la parte baja de cada rama. La frecuencia la fija el tanque resonante para que resuene adecuadamente, siendo así de 200kHz.

Con esta modulación los resultados de obtenidos son los siguientes.

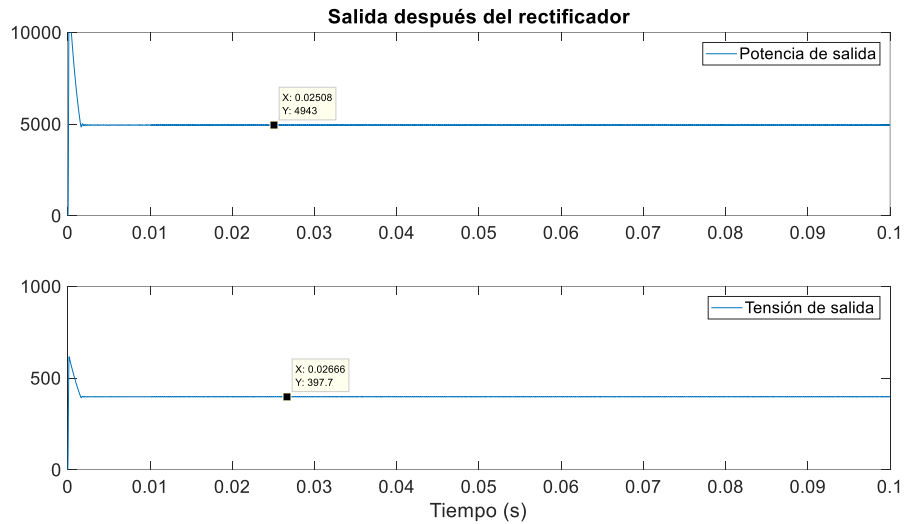


Figura VI.25 Potencia y tensión de salida utilizando el sistema completo con 5kW a 200kHz

La potencia de salida es de 5kW aproximadamente tal y como se había calculado. Exactamente es de 4943W debido a las pérdidas en los componentes no ideales como los semiconductores (57W en pérdidas). La tensión es de 400V para alimentar las baterías.

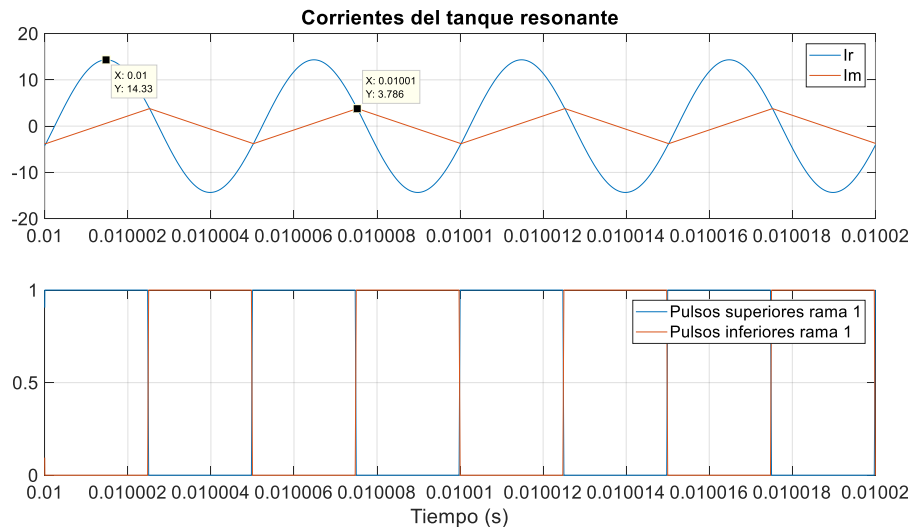


Figura VI.26 Corrientes del tanque resonante con 5kW a 200kHz

Con la Figura VI.26 al analizar las corrientes del tanque resonante se puede observar que la corriente que circula la inductancia resonante es perfectamente sinusoidal. Tal y como se explicaba en el apartado teórico, la intención es realizar la conmutación por paso por cero de la corriente para anular las pérdidas de conmutación y aumentar la eficiencia, y se puede ver como la conmutación se realiza cerca del 0, sin embargo, existe una corriente magnetizante que circula por la inductancia I_m que impide anular completamente estas pérdidas, aunque se logren disminuirlas.

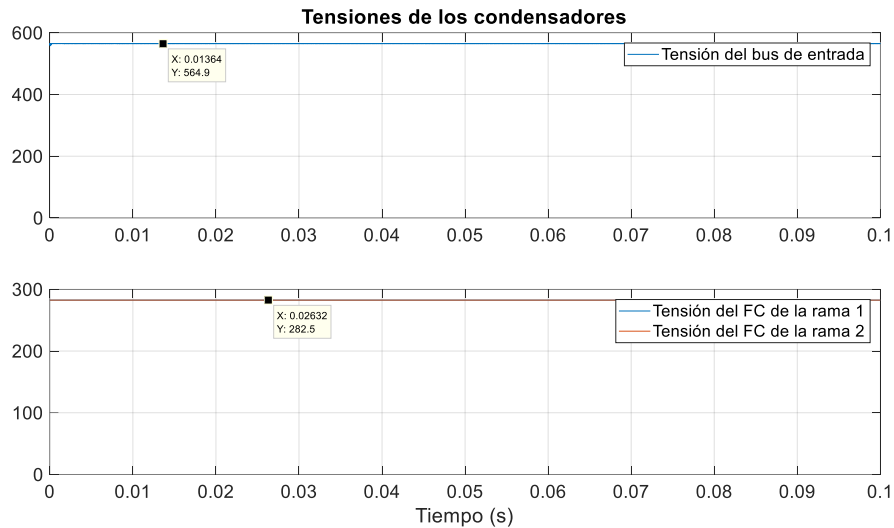


Figura VI.27 Tensiones de los condensadores del puente en H con 5kW a 200kHz

Al observar las tensiones de los condensadores se demuestra que la variación de tensión es mínima debido a la frecuencia de conmutación tanto en el bus de entrada como en los condensadores flotantes al utilizar capacitancias de 10uF.

2) Tanque resonante con medio puente

Una vez modelado el tanque resonante con el puente de H completo utilizándolo con la misma modulación que una de dos niveles, se ha procedido a estudiar el uso de un nuevo tipo de modulación para aprovechar los condensadores flotantes y los tres niveles de salida del inversor. Para ello se ha simplificado el modelo eliminando una de las ramas y convirtiéndolo en un inversor de medio puente.

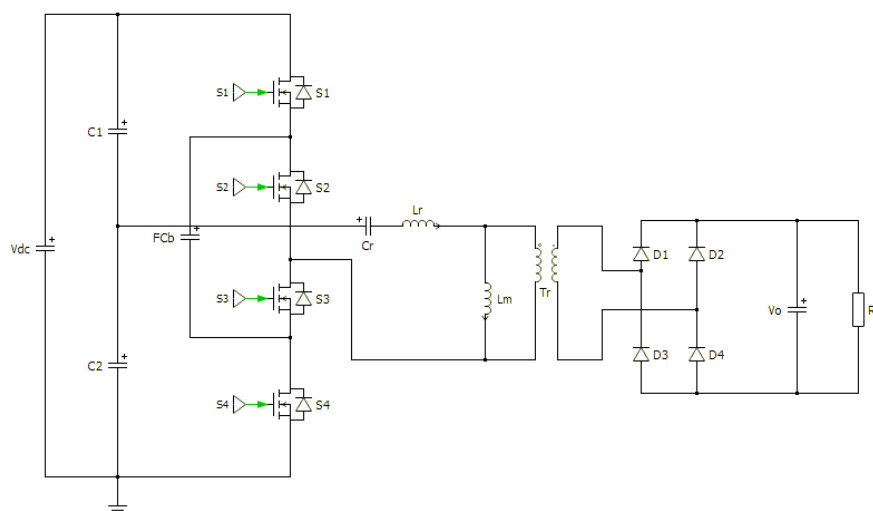


Figura VI.28 Modelo del medio puente con el tanque resonante en PLECS

En consecuencia de las modificaciones, el tanque resonante se alimenta con una tensión de $\pm V_{dc}/2V$, es decir con 200V RMS. La potencia de salida también será la mitad (2.5kW) para que la rama soporte corrientes parecidas al caso anterior.

En consecuencia, la corriente que circula por el tanque resonante es igual que en el caso anterior. Se ha comprobado que el sistema puede funcionar correctamente con las mismas bobinas y condensadores que en el caso anterior, sin embargo, al cambiar la tensión de entrada del tanque, cambiará también factor de calidad Q del tanque resonante moviendo la curva de trabajo. Se ha realizado el cálculo con la ecuación (10), y como resultado se ha obtenido que el nuevo valor es 1. La resistencia fija de salida R_l también cambia a 16Ohm.

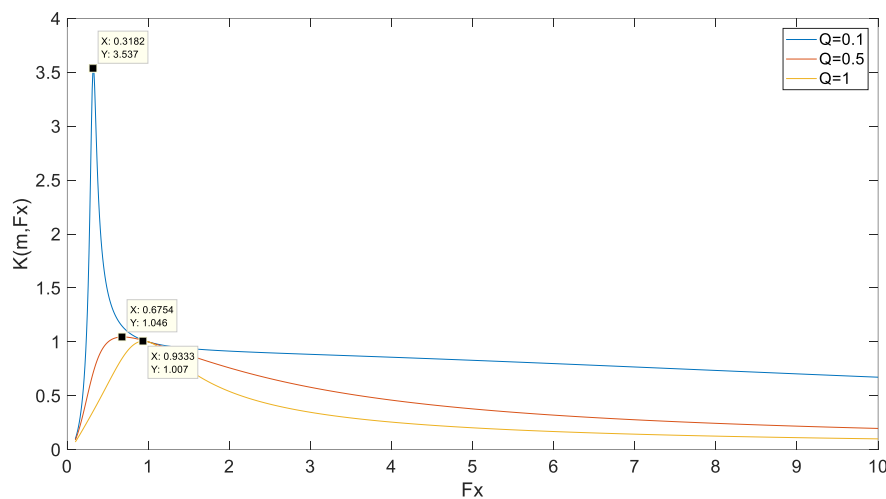


Figura VI.29 Ganancia del tanque resonante con $Q=0.1, 0.5$ y 1

Este valor de Q sobrepasa el Q_{max} definido en el apartado teórico, pero como en este caso no es un valor crítico no provoca ninguna limitación de funcionamiento, ya que no se desea modular en gran parte la tensión de salida, se ha dejado con estos valores. Otra opción sería modificar los valores de las bobinas y condensadores del tanque resonante, pero ello implicaría tener que elegir entre un modelo u otro del inversor para construir el tanque resonante.

Lo que si se ha cambiado es la modulación. Teniendo en cuenta que en la entrada del tanque hace falta una onda sinusoidal con la frecuencia de resonancia, se ha intentado crear esta onda utilizando los tres niveles de tensión de la salida. Cuando antes se utilizaban solamente dos estados del puente en H, ahora se utilizan los cuatro estados disponibles. El funcionamiento de estos cuatro estados se detalla en la Figura IV.5 del apartado del diseño teórico. Es importante tener en cuenta el equilibrado del condensador flotante de la rama, ya

que existe un estado para la carga y otro para la descarga, y si los periodos de cada estado no son iguales el condensador acabará desequilibrándose. Por ello es necesario ir alternando de manera constante entre estos dos estados.

Cuando en el caso anterior se utiliza un duty cycle del 50% para los dos estados que permiten crear la salida positiva y negativa, en este caso un porcentaje de ese periodo se utiliza para conmutar al estado de carga del condensador flotante y el siguiente para la descarga.

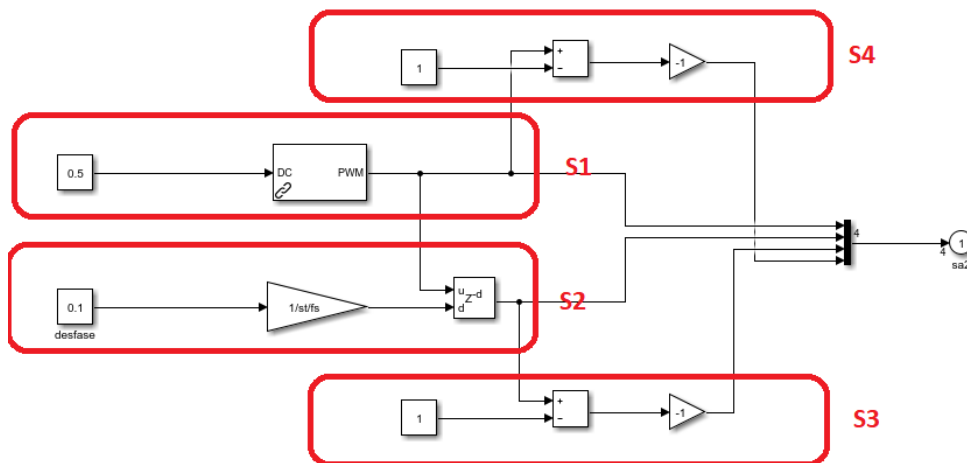


Figura VI.30 Modulación cuadrática del medio puente utilizando condensadores flotantes

Para ello primero se crea una modulación de pulsos mediante el bloque de PWM, con la entrada de 0.5 para crear pulsos con un duty del 50%. Esta señal conmutará el semiconductor más alto de la rama (S1) a una frecuencia de 200kHz, mientras que el más bajo (S4) conmutará de manera inversa. En cambio, el semiconductor central superior (S2) conmutará con un periodo del 50% pero con un desfase respecto al S1, y el central inferior (S3) con esta señal invertida. El desfase se define entre 0 a 1, siendo 1 el periodo completo de conmutación, y se multiplica por una ganancia para convertirlo en unidades de simulación (step size), y mediante un bloque de retardo se indica que se desea desfasar la señal de entrada procedente del PWM de 50% con estas unidades. El parámetro 'st' hace referencia al step time (2.5×10^{-8}), y el 'fs' hace referencia a la frecuencia de conmutación (200kHz).

Con esta modulación se logran los siguientes pulsos.

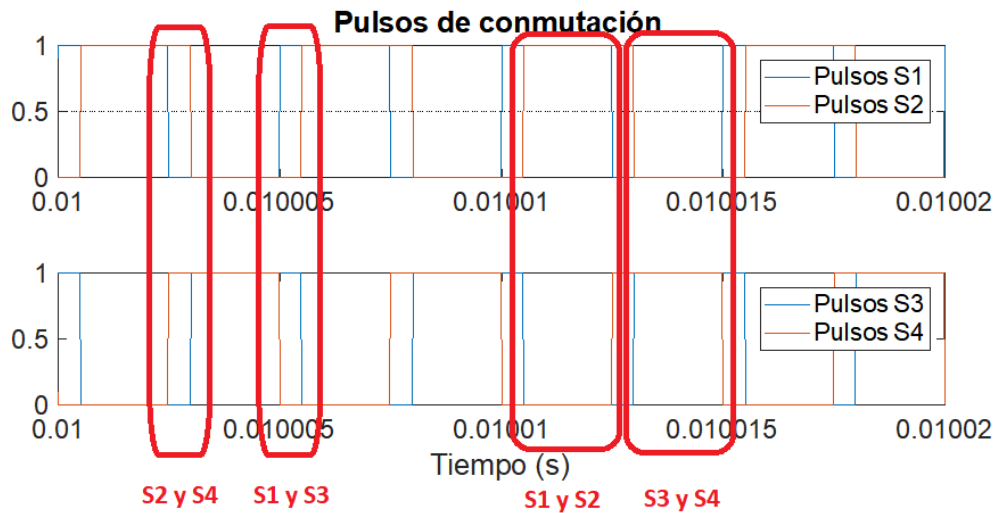


Figura VI.31 Señales de conmutación del medio puente utilizando la modulación que hace uso de los condensadores flotantes

Cuando el S2 y el S4 coinciden a la salida se logra una tensión neutra, y el condensador flotante sufre una descarga. En cambio, cuando el S1 y el S3 coinciden también se logra una salida neutra pero cargando el condensador flotante. Cada uno de estos dos estados dura el 10% del periodo completo de conmutación tal y como se ha seleccionado con el constante de desfase, por lo que el condensador flotante debería mantenerse en equilibrio.

Cuando S1 y el S2 coinciden se fija la tensión positiva a la salida, y al contrario cuando S3 y S4 coinciden se fija la tensión negativa, al igual que en el caso del puente en H completo. Con esta modulación se ha modelado el sistema, sin ningún desfase y con desfase del 10% para ver si existe algún beneficio.

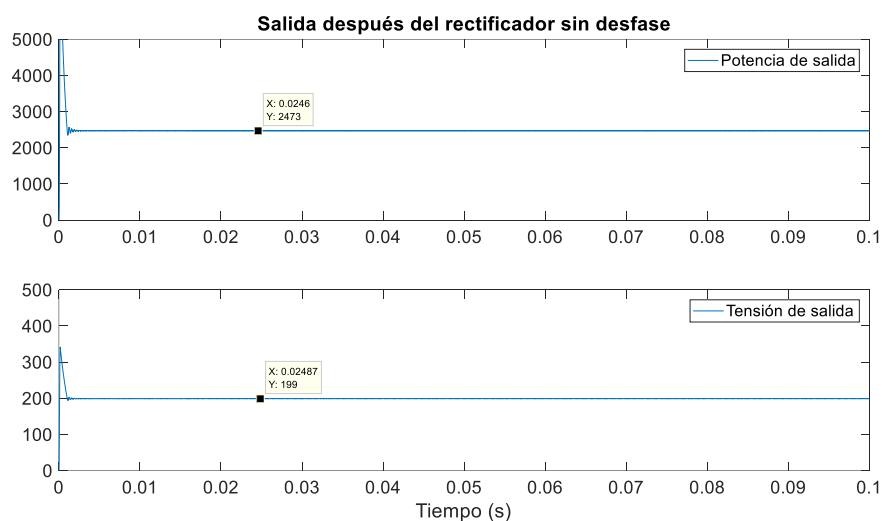


Figura VI.32 Potencia y tensión de salida sin utilizar condensadores flotantes

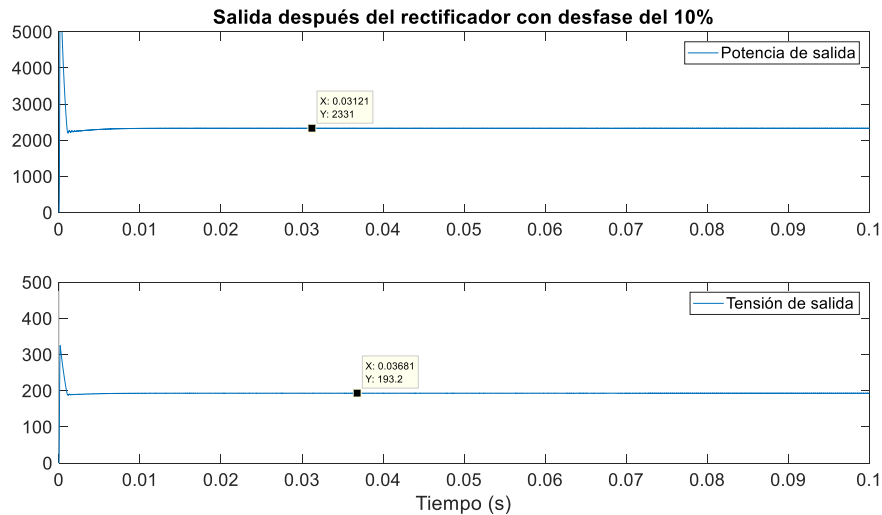


Figura VI.33 Potencia y tensión de salida utilizando condensadores flotantes

Observando la salida podemos ver que en el caso que no hay desfase la potencia de salida acaba siendo de 2473W, con unas pérdidas totales de 27W. Las pérdidas aproximadamente son la mitad que, en el caso del puente en H completo, que coinciden con las previsiones ya que la corriente que circula es la misma y el inversor tiene la mitad de semiconductores. Con el desfase la potencia de salida disminuye a 2331W, pero hace falta tener en cuenta que la de entrada también disminuye ya que se aplica una tensión eficaz menor. En cuanto a las tensiones de salida son parecidas ya que en los dos casos las tensiones máximas en el tanque resonante son de 282V ($V_{dc}/2$) y con el transformador se convierten en 200V.

Con este resultado también se concluye que, controlando el desfase, se puede controlar la potencia de salida.

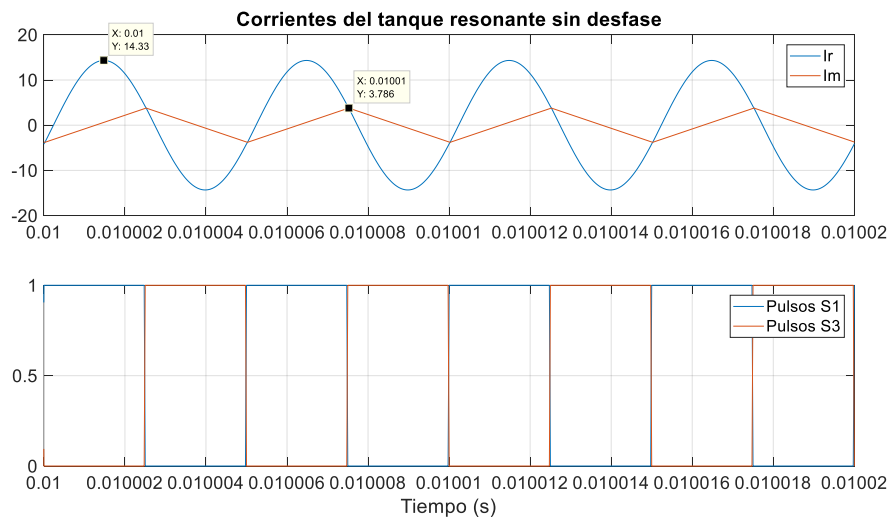


Figura VI.34 Corrientes del tanque resonante sin utilizar condensadores flotantes

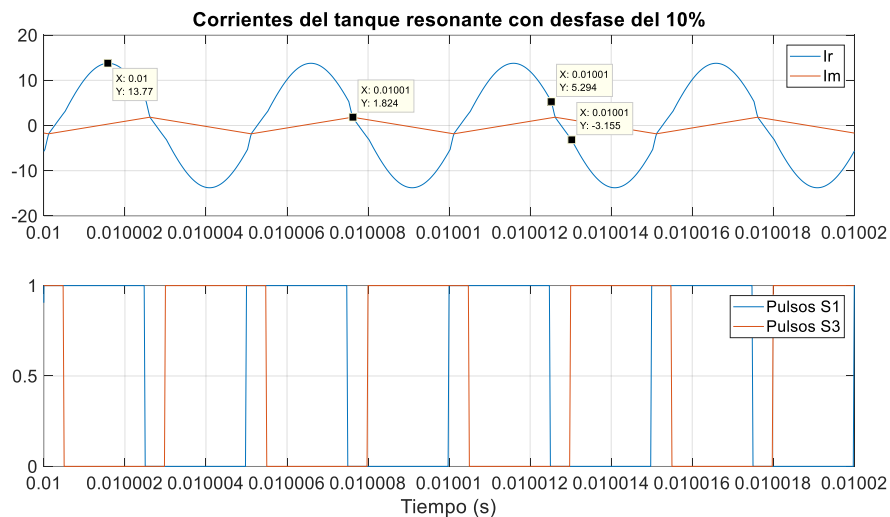


Figura VI.35 Corrientes del tanque resonante utilizando condensadores flotantes

En cuanto a las corrientes del tanque resonante, en el caso en el que no existe ningún desfase es exactamente de la misma magnitud que con el puente en H completo, ya que se ha disminuido la potencia a la mitad, y a su vez la tensión de salida del inversor. En este primer caso la conmutación en ambos casos se realiza cuando la corriente magnetizante I_m y la corriente resonante I_r tienen una amplitud de 3.876A. En el caso del desfase del 10% el valor máximo de la corriente magnetizante disminuye a un valor de 1.824A, sin embargo, las conmutaciones no se realizan en este punto, se realizan antes y después, cuando la magnitud de la corriente resonante es de 5.294A en un caso y en el otro de 3.155A. Esto conlleva que aumenten las pérdidas de conmutación en el caso del desfase. Esto también puede ser una de las razones en que la potencia de salida sea menor. En este caso la amplitud máxima de la

corriente resonante es aproximadamente 0.5A menor que sin desfase, Posiblemente porque la tensión eficaz aplicada es menor.



Figura VI.36 Tensiones de los condensadores sin usar condensadores flotantes

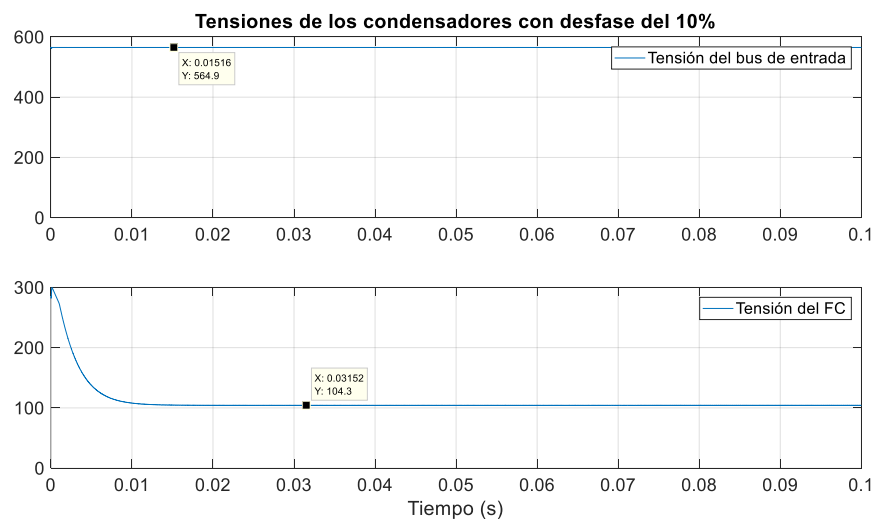


Figura VI.37 Tensiones de los condensadores utilizando condensadores flotantes

En cuanto a las tensiones en los condensadores, en el caso en el que no existe un desfase la tensión se mantiene constante y todos los condensadores se mantienen en equilibrio, ya que el funcionamiento es igual que con el puente en H completo. Sin embargo, cuando se aplica el desfase para hacer uso del condensador flotante (Tensión del FC), claramente se observa que este se desequilibra y su tensión se reduce desde los 282V (Vdc/2) hasta los 100V. Esto provoca que el inversor no funcione correctamente y a la salida no de las tensiones esperadas. A continuación, se muestra su efecto en la tensión de salida del inversor.

En conclusión, hace falta un lazo de control externo para controlar adecuadamente el equilibrio del condensador flotante si se desea utilizar esta técnica.

VII. DISEÑO DE LA PCB DEL PUENTE EN H

Para finalizar con este proyecto se ha diseñado el prototipo de una parte del puente en H analizado en los apartados anteriores. Se diseña un medio puente, es decir solamente una rama del puente en H, pero las conexiones de entradas y salidas están pensadas para que la placa sea modular y con la combinación de varias réplicas se puedan crear distintas configuraciones como el puente en H (juntando dos), o un inversor trifásico (juntando tres). Este medio puente se caracteriza principalmente por utilizar cuatro condensadores flotantes para crear el tercer nivel utilizando semiconductores de Nitruro de Galio. Estos semiconductores son los escogidos en el apartado del diseño eléctrico del puente en H y son los LMG3410R070 de Texas Instruments.

Esta PCB debe soportar una potencia de 2.5kW con una frecuencia de conmutación de 200kHz. Debe incluir también el condensador de bus de continua que soportará una tensión DC de 565V.

1. Componentes y esquemático:

El primer paso para el diseño del prototipo es la selección de los componentes principales que formarán el circuito. Para ello es importante tener claro cuáles serán las entradas y las salidas del sistema.

Como entrada de potencia se dispone de la tensión continua de bus de 565V junto con su referencia y como entrada analógica de la tensión continua de una fuente de 24V con su referencia para las alimentaciones secundarias de los componentes. También son necesarias las entradas de PWM que hacen conmutar los cuatro semiconductores que se incluyen en las entradas analógicas. Como salida de potencia se obtiene la tensión de fase (salida alterna), y la tensión del condensador flotante junto con su referencia por si se desea medir o cerrar un lazo eterno de control que equilibre la tensión de estos. Los semiconductores seleccionados disponen de un pin de salida que define el correcto funcionamiento del dispositivo. Estas cuatro salidas también se deben incluir en salidas analógicas.

| Entradas de potencia | Entradas analógicas | Salidas de potencia | Salidas analógicas |
|----------------------|--------------------------------|---------------------|-------------------------|
| Vbus (565V dc) | Van(24V dc) | Vfase (200V RMS) | F_HH, F_HL, PF_LH, F_LL |
| PGND | AGND | PGND | AGND |
| | PWM_HH, PWM_HL, PWM_LH, PWM_LL | +VFC | |
| | | -VFC | |

Con esta información se ha procedido a la selección de componentes. Muchos componentes aportan un circuito recomendado por el fabricante para que funcionen correctamente con todas las propiedades que se detallan. El principal componente del sistema es el semiconductor que se ha escogido anteriormente y es el LMG3410R070 de Texas Instruments. El fabricante proporciona una hoja de datos [15] donde se detalla el circuito recomendado a la hora de utilizar este componente. Sin embargo, se ha encontrado otro PDF donde se recomienda un circuito parecido para crear un puente en H proporcionado por el mismo fabricante [19]. Se ha aplicado este circuito al diseño del sistema.

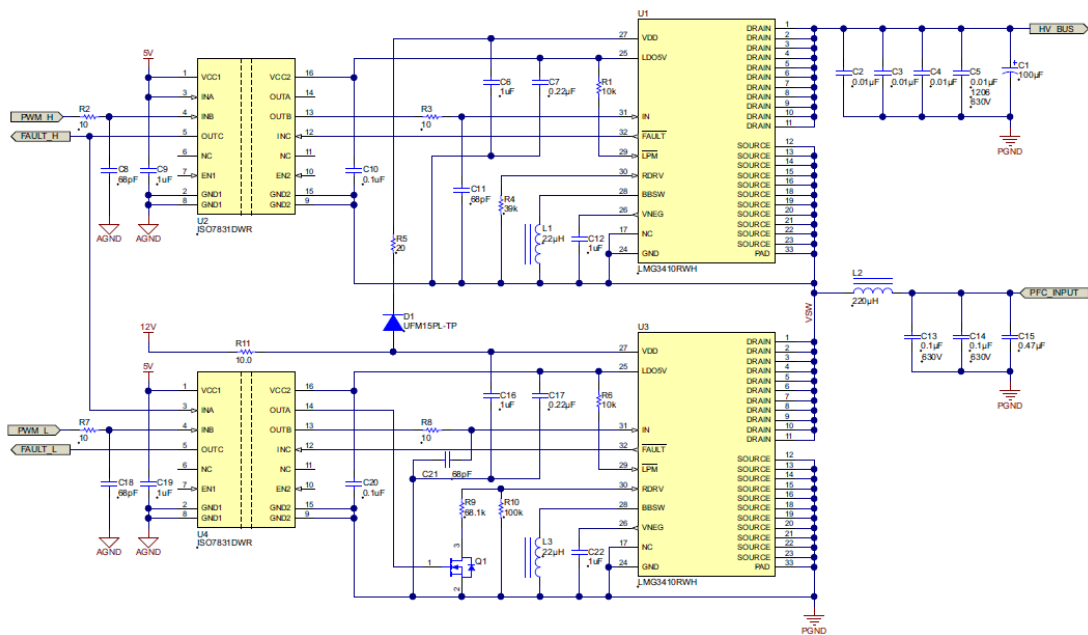


Figura VII.1 Esquemático de un medio puente utilizando los LMG3410R070 [19]

Del circuito anterior se ha obtenido la base para realizar el medio puente de tres niveles. En el circuito solamente se utilizan dos semiconductores (U1 y U3) en vez de cuatro para crear un medio puente de baja potencia, y en la salida dispone de un filtro inductivo (L2) que se ha descartado debido a las dimensiones que tendría ya que en nuestro caso existe una corriente de salida elevada. En la hoja de datos también se habla de la necesidad de utilizar dispositivos de aislamiento eléctrico para proteger los elementos externos que tienen contacto con la PCB como son las fuentes de los PWMs. Para ello se utilizan opto acopladores ISO7831DWR de Texas Instruments. Estos opto acopladores aíslan eléctricamente las señales de entrada con las de la salida y viceversa. Para poder funcionar requieren una alimentación continua de 5V. Por otro lado, los semiconductores requieren de una alimentación de 12V. En el caso del inferior la alimentación va directamente a la entrada VDD del dispositivo, pero en el caso del superior se utiliza un bootstrap creado por los componentes D1, R5 y C6. En el

apartado de alimentaciones del diseño del puente en H ya se ha discutido este tipo de alimentación, y como se ha concluido se requiere de diodos de conmutación rápida como se ha hecho en este caso. Este diodo es el UFM15FL-TP.

Al utilizar el circuito bootstrap el fabricante recomienda también regular la entrada RDRV que define el slew rate (la rampa) del dispositivo. En la activación del dispositivo se recomienda disminuirlo a 30V/ns. Para ello se utiliza un juego de resistencias junto con un MOSFET.

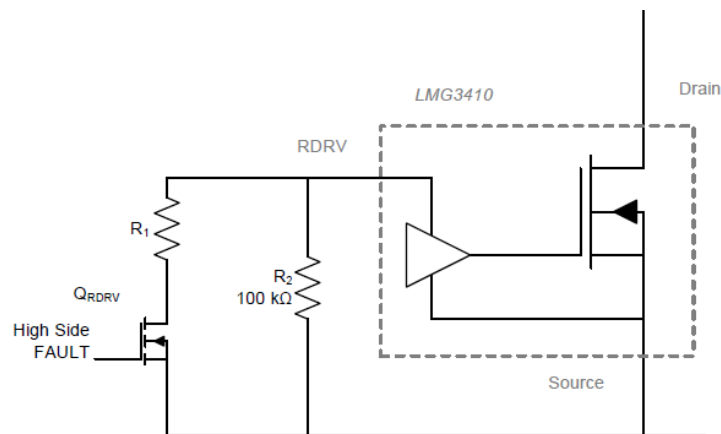


Figura VII.2 Circuito de control del slew rate

Al inicio el semiconductor superior se encuentra apagado por lo que la resistencia de entrada del RDRV es de 100kOhm regulando el slew-rate a 30V/ns. En cambio cuando el semiconductor superior se enciende el Q_{RDRV} se activa provocando que la resistencia de entrada sea la combinación de R_1 y R_2 en paralelo y aumentando la rampa.

Por lo que se ha concluido de lo anterior, hace falta una fuente de 5V y otra de 12V para alimentar los componentes de un puente en H simple. Disponiendo de una entrada de alimentación secundaria única de 24V se requiere el uso de convertidores o fuentes. Es importante que las fuentes dispongan de aislamiento eléctrico entre entrada y salida para no crear cortocircuitos como se ha descrito en el apartado de IV.3. En el caso de cuatro semiconductores, una fuente de 5V es suficiente para alimentar los cuatro opto acopladores necesarios, ya que la referencia de la parte primaria de las cuatro será la misma. En cambio, para alimentar los drivers de los semiconductores (por la entrada de VDD) se requieren dos fuentes independientes de 12V y dos circuitos bootstrap. Por lo tanto, estas fuentes deben dar potencia suficiente para alimentar dos drivers. El consumo máximo por driver es de 350mA según el fabricante [15]. En consecuencia, la fuente debe ser como mínimo de 8.4W. Con este criterio se han escogido los TEL 10-2412WI de TRACOPOWER que son capaces de entregar

hasta 833mA a 12V. En el caso de la fuente de 5V se han escogido los TES 1-0511 de 1W de TRACOPOWER. A estas tres fuentes se les ha añadido a la entrada y a la salida los denominados condensadores de desacoplo para eliminar ruidos y obtener mejores alimentaciones. A la salida de las fuentes de 12V se han utilizado dos condensadores de 1uF y uno de 68pF para eliminar ruidos de baja y alta frecuencia. En cambio, en la entrada se han utilizado de 10nF. A la entrada de 24V también un condensador electrolítico de 33uF.

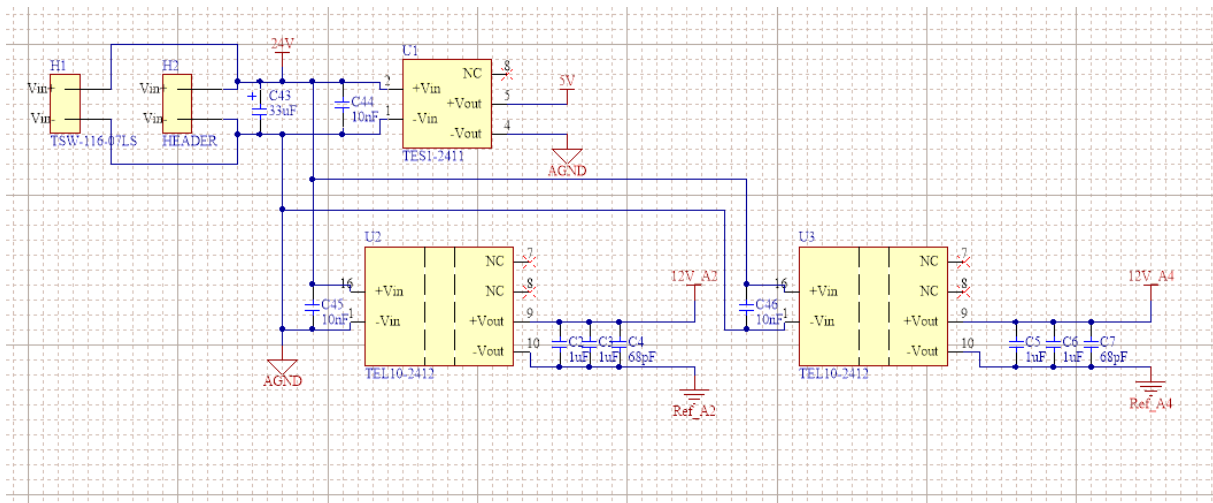


Figura VII.3 Esquemático de las alimentaciones secundarias

U1 es el convertidor de 5V, y U2 y U3 los convertidores de 12V. En el circuito de la Figura VII.3 también podemos encontrar condensadores de desacoplo como son el C6, C7, C12, C16, C17 y el C22. Es importante que todos estos condensadores se posicionen lo más cerca posible de las entradas o salidas que protegen para que realicen la función adecuada y no creen más interferencias. En la figura siguiente se muestra un ejemplo de este caso donde los condensadores son los C5, C8 y C9 que protegen las entradas del Q1.

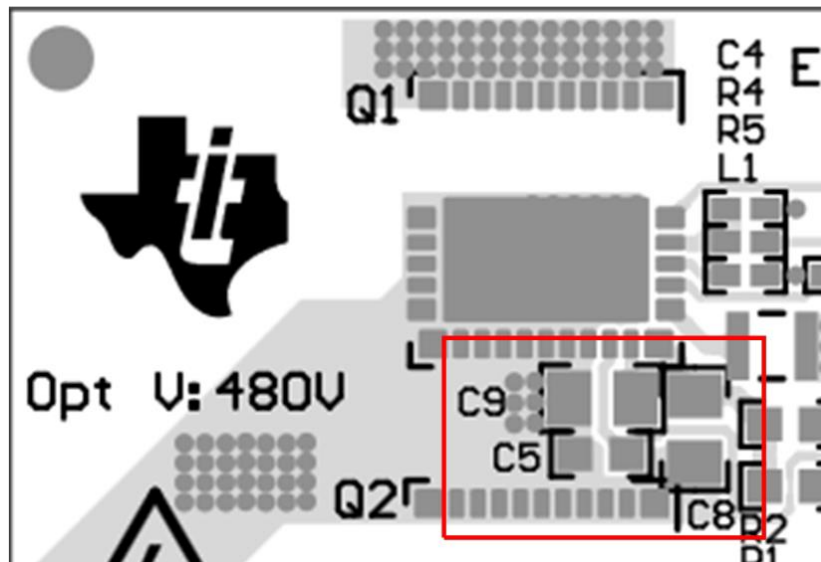


Figura VII.4 Ejemplo de la colocación de los condensadores de desacoplo [15]

Por otra parte, en la entrada y en la salida (HV_BUS y PFC_INPUT en la Figura VII.1) se recomienda poner condensadores de desacoplo y de filtrado como son el C2, C3, C4 y C5 y los C13, C14 y C15, el C1 es el condensador de bus de continua. En nuestro caso se ha escogido uno de 12uF de polipropileno fabricado por EPCOS por cuestión de frecuencia de conmutación y dimensiones.

Con esta configuración y con la información obtenida en el apartado del IV se ha realizado el circuito para los cuatro semiconductores.

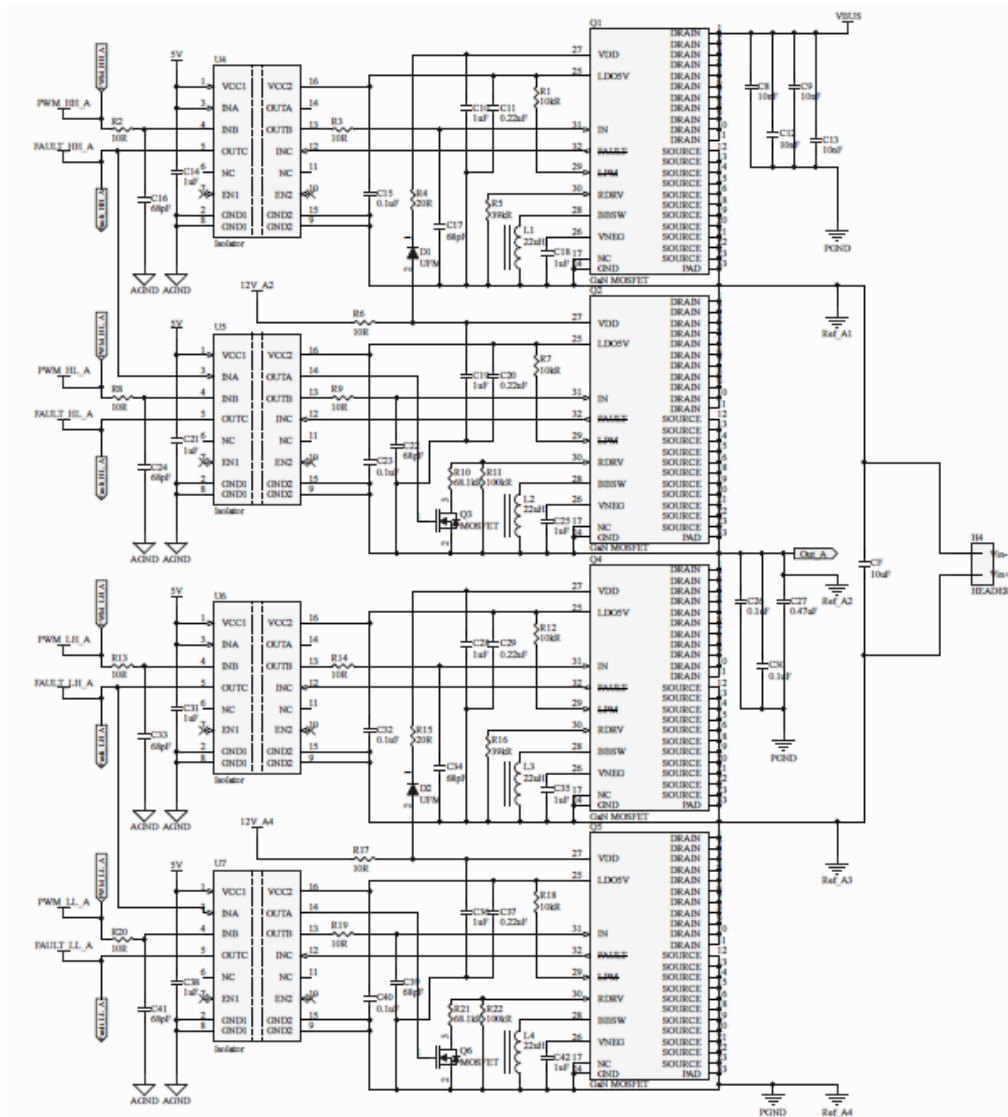


Figura VII.5 Esquemático completo del medio puente

En la Figura VII.5 se muestra el esquemático completo del medio puente diseñado. El condensador flotante CF se ha sobredimensionado después de los cálculos teóricos del apartado del diseño del puente en H y se ha seleccionado un condensador de polipropileno de 10uF de EPCOS.

2. Análisis térmico

El análisis térmico de los semiconductores es esencial para un buen funcionamiento del prototipo y para conocer sus límites de funcionamiento. La potencia de las pérdidas de conducción y conmutación de los semiconductores es disipada en forma de calor por los mismos componentes elevando su temperatura interna y externa. Un mal diseño de la evacuación de estas potencias puede provocar el mal funcionamiento o incluso la pérdida de los semiconductores.

Lo primero que se ha de tener en cuenta es la manera en la que están diseñados los encapsulados para dirigir el calor interno producido. Existen diferentes modelos de encapsulados, los más usuales son los encapsulados (*through hole*) que tienen una patilla metálica externa en la que fácilmente se puede acoplar un disipador de calor. Sin embargo, en este caso al tratarse de encapsulados SMD, estos disponen de una lámina de cobre (PAD) en la parte inferior o superior que permite dirigir la potencia disipada en el interior al ambiente. Existen diferentes configuraciones para disipar este calor. En algunos casos el pad térmico en el lado opuesto a los pads de señales, para que directamente se conecte un disipador al encapsulado mediante un adhesivo conductor térmico o también utilizando una cavidad. en el disipador. Es el caso del Bergquist® BondPlyseries 100 o el Bergquist GS3500S35 [20].

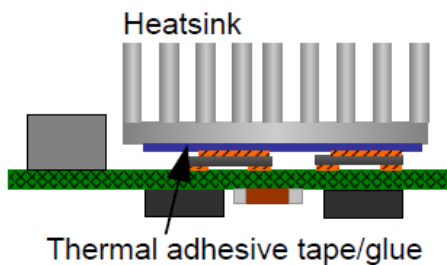


Figura VII.6 Bergquist® BondPlyseries 100 [20]

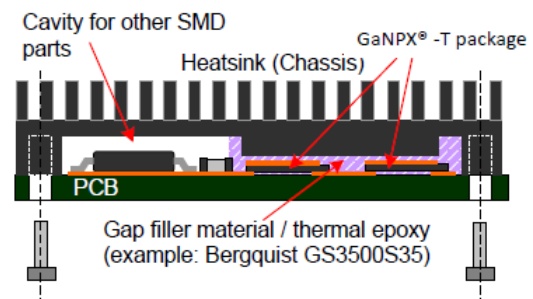


Figura VII.7 Bergquist GS3500S35 [20]

O también como es en el caso de este proyecto se utiliza el encapsulado llamado QFN que dispone del PAD térmico en el mismo lado de los pads de señales, tal y como se muestra en la imagen de la vista inferior.



Figura VII.8 Vista 3D del encapsulado QFN

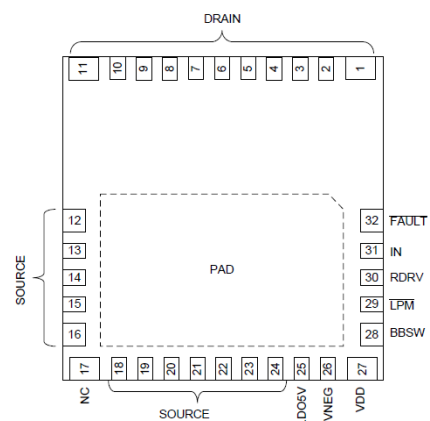


Figura VII.9 Configuración de pines del LMG3410R070

Este PAD requiere un diseño de la PCB específico para dirigir correctamente el calor. Para el diseño del sistema térmico lo primero que se debe mirar es la temperatura máxima que puede soportar el dispositivo internamente. En las fichas técnicas se le llama *maximum*

junction temperature y en el caso de los LMG3410R070 esta temperatura es de 120°C [15]. Por lo que en ninguno de los casos debe superar esta temperatura. Está directamente relacionada con las pérdidas de potencia y la resistencia térmica desde el punto de unión (*junction*) hasta el aire.

$$T_j = P_{Loss}R_{j_air} + T_{amb} \quad (21)$$

Donde, P_{Loss} es la suma de las pérdidas de potencia del semiconductor W , R_{j_air} es la resistencia térmica que va desde el punto interno (*junction*) hasta el aire en °C/W, y T_{amb} es la temperatura ambiente de 25 °C. (Los valores utilizados se calculan a continuación).

Como demuestra la expresión cuanto menor sea esta resistencia térmica mejor para disipar el calor. El objetivo es utilizar diferentes recursos para que esta resistencia sea la mínima.

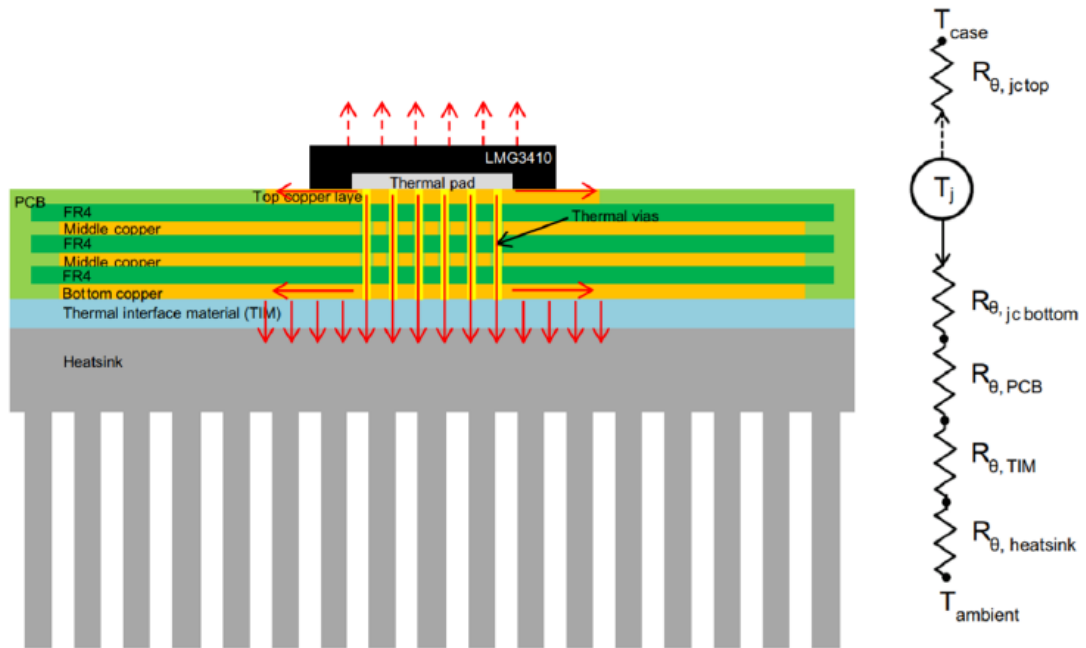


Figura VII.10 Circuito térmico del sistema de disipación por vías [15]

La resistencia es una suma entre diferentes resistencias producidas por los materiales que se encuentran entre el punto de unión y el ambiente. El primero es la resistencia que va desde el punto de unión hasta el punto de contacto del PAD con la PCB. Se le conoce como $R_{\theta j-c(bottom)}$, y está dado por el fabricante del componente. [15]

$$R_{\theta j-c(bottom)} = 0.5^{\circ}\text{C/W} \quad (22)$$

La resistencia de la placa PCB $R_{\theta PCB}$, que su valor dependerá del diseño que se detalla a continuación. Después se encuentra la resistencia del TIM (*Thermal interface material*) o lámina adhesiva dependiendo de lo que se use $R_{\theta TIM}$, y finalmente se encuentra la resistencia del disipador del calor $R_{\theta heatsink}$.

$$R_{jair} = R_{\theta j-c(bottom)} + R_{\theta PCB} + R_{\theta TIM} + R_{\theta heatsink} \quad (23)$$

La resistencia del TIM $R_{\theta TIM}$ dependerá directamente del producto que se escoja. Existen varios tipos de conductores térmicos, como las pastas térmicas de cambio de fase, láminas térmicas, y los adhesivos térmicos.

Es importante tener en cuenta que en ningún caso el PAD térmico del conductor debe hacer contacto eléctrico con el disipador, ya que el PAD está conectado al punto de salida del semiconductor (*source*), y estos 4 puntos en la configuración actual deben ser totalmente independientes eléctricamente, por lo que no se podría poner más de un semiconductor por disipador, y además esto añadiría inductancias y capacidades parásitas que evitarían el correcto funcionamiento.

En este caso se ha escogido una hoja de interfaz térmica para adherir el heat sink a la PCB, con una conductividad térmica de 1.6W/mK. El fabricante también facilita el siguiente gráfico de resistencia térmica [21].

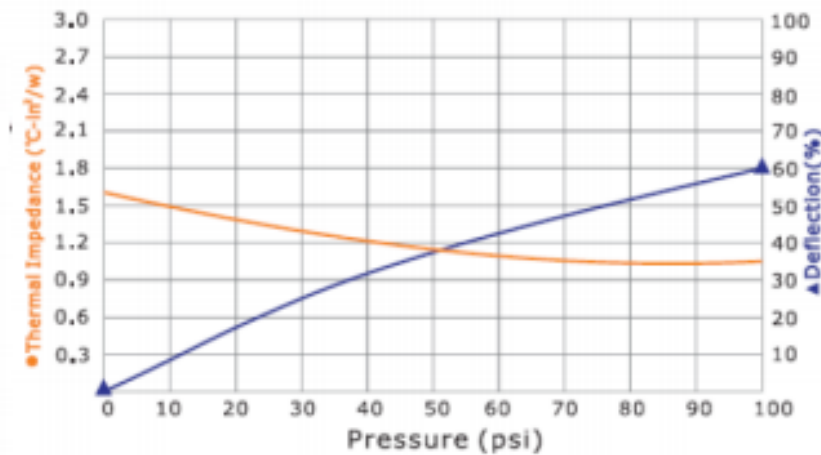


Figura VII.11 Curva de resistencia térmica del interfaz térmico dependiendo de la presión

Se puede observar en la Figura VII.11 como con la ayuda de la compresión, la resistencia térmica de la hoja disminuye, lo que significa que será capaz de disipar mejor el calor. Con esto se demuestra que el sistema funcionará mejor térmicamente si se instala un

disipador que sea capaz de comprimir la hoja térmica entre ella y la PCB. Con la mejor compresión, la resistencia térmica por unidad de área desciende hasta $1.1^{\circ}\text{C in}^2/\text{W}$.

Por lo que se muestra la resistencia térmica depende del área que se utilice para disipar el calor. El área del PAD térmico es de $6.4 \times 4 \text{ mm}$, con ello la resistencia de la hoja sería demasiado grande para disipar el calor correctamente. Por lo tanto, con cada uno de los semiconductores en la PCB se ha creado un plano de cobre con un área total de $15 \times 15 \text{ mm}$ aproximadamente que se conecta eléctricamente y térmicamente con el PAD térmico, con lo que la resistencia térmica total de la hoja es la siguiente:

$$R_{\theta TIM} = 3.5^{\circ}\text{C/W} \quad (24)$$

La resistencia del PCB dependerá de $R_{\theta PCB}$ depende totalmente del método utilizado para transmitir el calor de un lado al otro. Existen varios métodos, el de disipación por vías térmicas (a), disipación por una sola vía de cobre rellena (b), y disipación por una lámina de metal (c). Estos métodos se muestran a continuación.

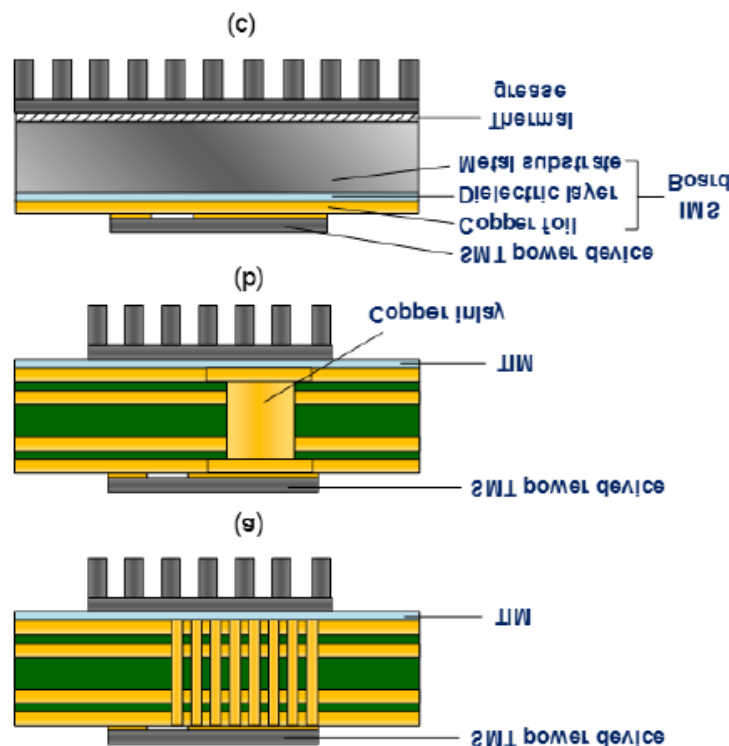


Figura VII.12 Métodos de disipación térmica por PCB: a) Disipación por vías b) Disipación por una sola vía de cobre c) Disipación por una lámina de metal [24]

| Método de disipación | Disipación por vías térmicas (a) | Disipación por una sola vía de cobre rellena (b) | Disipación por una lámina de metal (c) |
|----------------------|----------------------------------|--|--|
| Resistencia térmica | Bueno | Mejor | El mejor |

| | | | |
|------------------------------|----------------------|----------------------|------|
| Aislamiento eléctrico | No, requiere externo | No, requiere externo | Sí |
| Coste | El más bajo | El más alto | Alto |

Con la información de la tabla se puede hacer una primera comparación entre los diferentes métodos. La solución más eficiente es la opción de disipación por lámina de metal (c), porque no es el más caro pero tiene la mejor resistencia térmica. Sin embargo, esta solución crea una inductancia parásita que añade complejidad al sistema y puede producir problemas en el funcionamiento de la conmutación del semiconductor. La opción de la vía de cobre única (b) tiene peor resistencia que el anterior y es más caro aunque no produce el problema de la inductancia térmica. El mayor problema con esta segunda opción es la complejidad de fabricación, no todos los fabricantes son capaces de hacerlo como se ha comprobado. Finalmente queda la disipación por vías térmicas. Esta opción es la más económica y la más sencilla, y es la que se ha implementado en este proyecto.

El método de las vías térmicas se basa en crear unas vías que conectan la superficie en la que se conecta el pad térmico dispositivo con el lado opuesto, para que circule más fácilmente el calor. La resistencia térmica es proporcional al número de vías, por lo que cuantas más se construyan mejor. Sin embargo, la cantidad está limitada por el área del PAD térmico del encapsulado QFN. El diámetro del agujero de las vías típicamente suele ser de 0.2-0.3mm.

La resistencia total de la PCB se puede aproximar a la resistencia térmica de las vías que conducen el calor en paralelo. Para cada una de las vías, la resistencia se expresa de la siguiente manera:

$$R_{vía} = Resistividad_{CU} * L/A \quad (25)$$

Donde la L y la A son la longitud y el área de las vías. La resistividad del cobre a 25°C es de 0.249 cmK/W. La longitud L es aproximadamente el grosor de la PCB. Se recomienda que para diseños mayores a 1kW este grosor sea de 1.2mm como mínimo para evitar problemas de deformaciones de tensión y permitir diferentes maneras de disipación de calor [25]. El grosor también dependerá del número de capas que se utilicen, que en este caso son 4. El grosor es de 1.67mm. En este caso el grosor del dieléctrico intermedio se recomienda que sea de 0.65mm como mínimo. En conclusión, la longitud de las vías será de 1.67mm.

Respecto al área, se calcula de la siguiente manera:

$$A = (d + p_{grosor})p_{grosor}\pi \quad (26)$$

$$A = (0.02 + 0.0025)0.0025\pi$$

$$A = 1.7671e - 04cm^2$$

Donde la d y la p_{grosor} son el diámetro y el grosor del material de plateado de las vías. Este grosor de plateado típicamente suele ser de $25\mu m$. En cuanto al diámetro se ha escogido de $0.2mm$. Se ha estimado que es posible crear un total de 100 vías en el área del PAD térmico con una separación adecuada. Con estos números la resistencia de cada una de las vías es de $235.31^{\circ}C/W$. Y teniendo 100 vías en paralelo se ha calculado la resistencia total de la PCB.

$$R_{vía} = 0.249 * \frac{1.67}{1.7671e - 4} = 235.31^{\circ}C/W \quad (27)$$

$$R_{\theta PCB} = \frac{R_{vía}}{n} = 2.353^{\circ}C/W$$

Para cumplir con estas propiedades térmicas se han definido las capas de la PCB como en la Figura VII.13 tal y como se describe anteriormente.

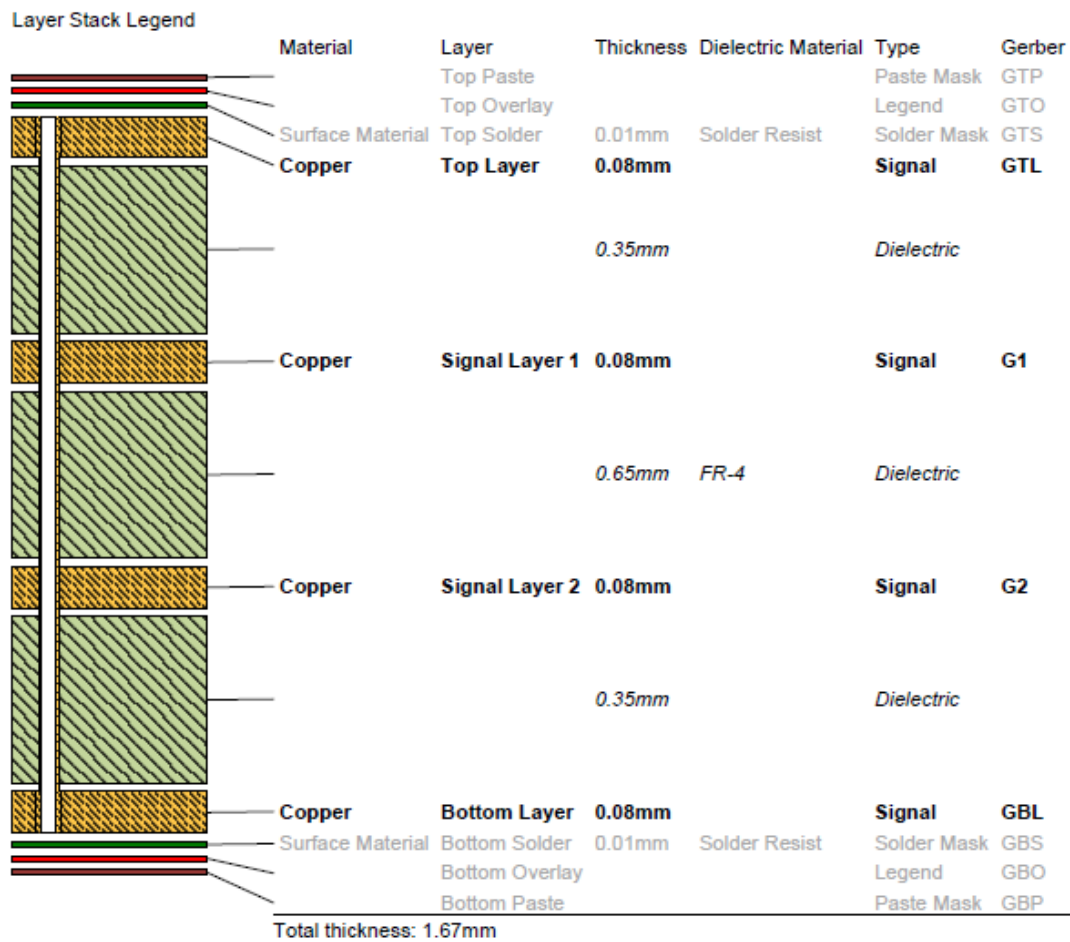


Figura VII.13 Layer Stack Legend de la PCB

Finalmente, queda calcular la resistencia térmica del disipador. Esto mayormente dependerá del tamaño del disipador. La resistencia térmica viene dada directamente por el fabricante en la mayoría de casos. Se ha reservado una superficie de 50x50mm para disipar el calor que producen dos semiconductores. Se ha escogido el llamado ICK S 50x50x25 del fabricante Fischer Electronics, con una resistencia térmica de 2.4°C/W ($R_{\theta heatsink}$). Hace falta tener en cuenta que este valor se logra gracias a la ventilación forzada., por lo que se requerirá de un ventilador por cada disipador. También se requiere de unos agujeros adicionales en los laterales opuestos de cada disipador y en la PCB para poder ejercer presión sobre el TIM gracias a un mecanismo de tuercas. [22]

$$R_{\theta heatsink} = 2.4^{\circ}\text{C/W} \quad (28)$$

Para resumir, se recogen los datos de las resistencias térmicas en la siguiente tabla:

| Resistencia térmica | Valor [°C/W] |
|--|--------------|
| Resistencia del contacto del PAD con la PCB ($R_{\theta j-c(bottom)}$) | 0.5 |
| Resistencia de la PCB ($R_{\theta PCB}$) | 2.353 |
| Resistencia del TIM ($R_{\theta TIM}$) | 3.5 |
| Resistencia del disipador ($R_{\theta heatsink}$) | 2.4 |
| Resistencia total desde el PAD hasta el aire (R_{jair}) | 8.763 |

La resistencia térmica total da un valor de 8.763°C/W. Este valor limita el valor máximo de pérdidas que pueden permitirse por los semiconductores antes de que el punto de unión de estos llegue a su valor máximo. Volviendo a la expresión 21, se logra calcular las pérdidas máximas que este sistema diseñado es capaz de disipar.

$$P_{Loss} = \frac{T_{js} - T_{amb}}{R_{jair}} \quad (29)$$

$$P_{Loss} = \frac{110 - 25}{8.763} = 9.7W$$

Como se comenta justo antes de la expresión, el límite máximo de la temperatura del punto de unión T_j es de 120°C, pero por seguridad no se deben sobrepasar los 110°C. Suponiendo una temperatura ambiente de 25°C, la potencia que puede disipar el sistema de un solo semiconductor es de 9.7W. Este valor puede ser uno de los límites de funcionamiento del sistema.

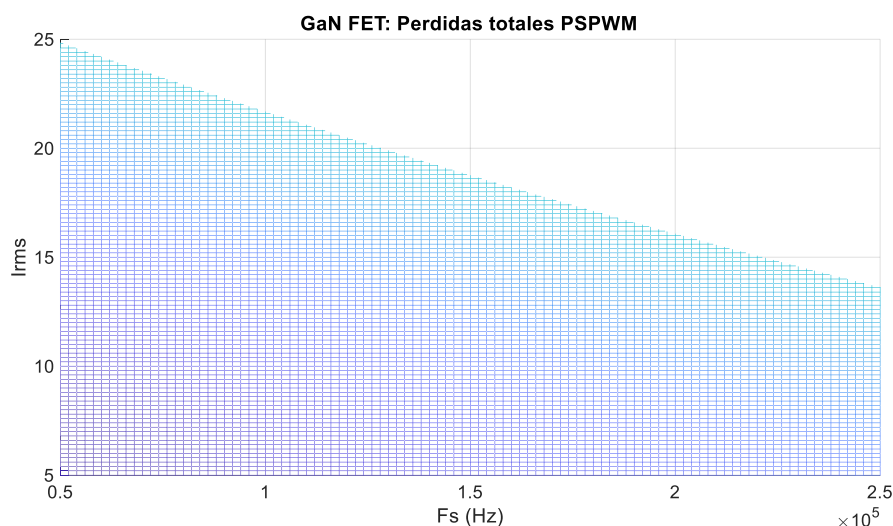


Figura VII.14 Área de trabajo segura para la PCB diseñada

Las pérdidas totales no pueden sobrepasar los 80W (9.7Wx8 para el puente en H) para que no se sobrecalienten demasiado los semiconductores y sufran daños según los cálculos teóricos de este apartado. Por lo tanto, teniendo en cuenta este límite en la Figura VII.14 se muestra el área de trabajo permisible donde no se superan los 80W de pérdidas. Esta grafica se ha obtenido a partir de la Figura VI.21. Con esta grafica se ha podido verificar que el punto de trabajo seleccionado es adecuado y las temperaturas no alcanzarán los límites máximos, siendo la frecuencia de conmutación y resonancia de 200kHz, y la potencia de 5kW (12.5A RMS).

Finalmente se ha aplicado todo lo calculado a la PCB en Altium Designer y a continuación se muestra el resultado.

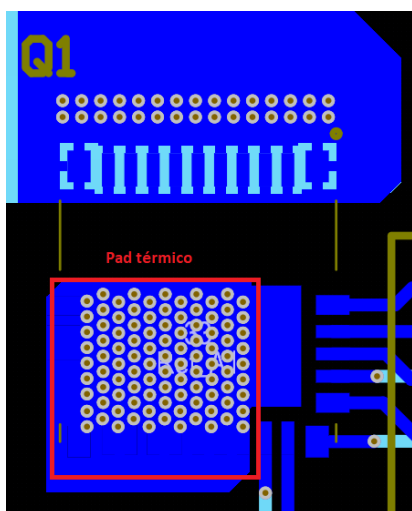


Figura VII.15 Vista inferior de las vías térmicas

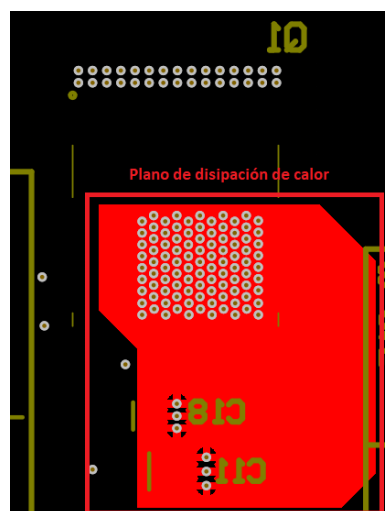


Figura VII.16 Vista superior de las vías y del plano térmico

3. Stack-up y acabado

Para poder realizar la PCB lo más compacto posible se han utilizado cuatro capas para trazar las pistas. Los componentes principales de SMD se han colocado en la capa inferior (Bottom layer), y los conectores en la superior. Es importante tener en cuenta que la salida y las entradas de potencia se realizan de un mismo lado de la placa, y son necesarias estas cuatro capas para que no se crucen entre ellas. En la capa superior es donde se han instalado los heat-sinks con la lámina adhesiva.

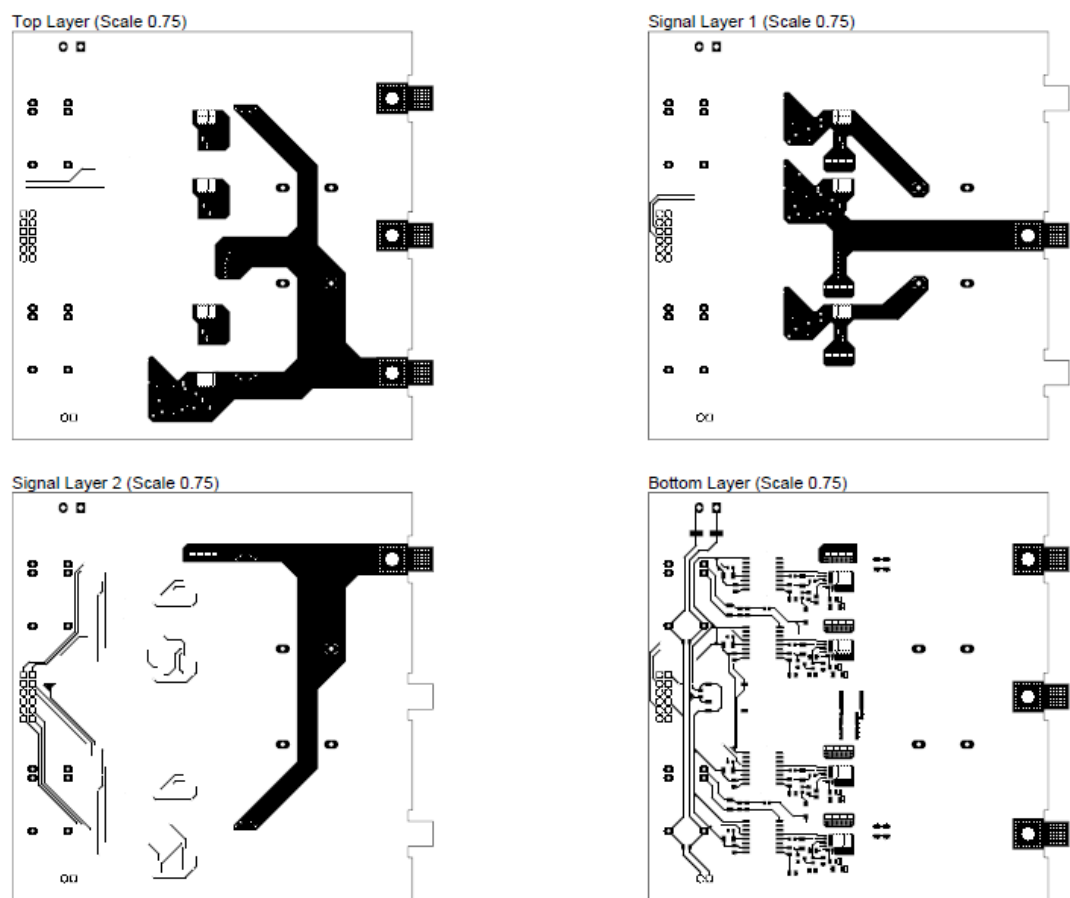


Figura VII.17 Pistas de cobre en las diferentes capas de la PCB

En la Figura VII.17 se observan las pistas de cobre de todas las capas. En la Top Layer se encuentra la referencia de potencia, en la Signal Layer 1 la salida de fase de potencia, y en la Signal Layer 2 se encuentra la entrada de potencia de bus.

Los conectores de potencia se han diseñado como salientes de la misma PCB para que después facilite el uso modular. Contienen un agujero central para poder realizar y asegurar la

conexión mediante un tornillo. Por otra parte, estas conexiones están protegidas por una jaula de Faraday para mejorar la conexión y eliminar la distorsión armónica.

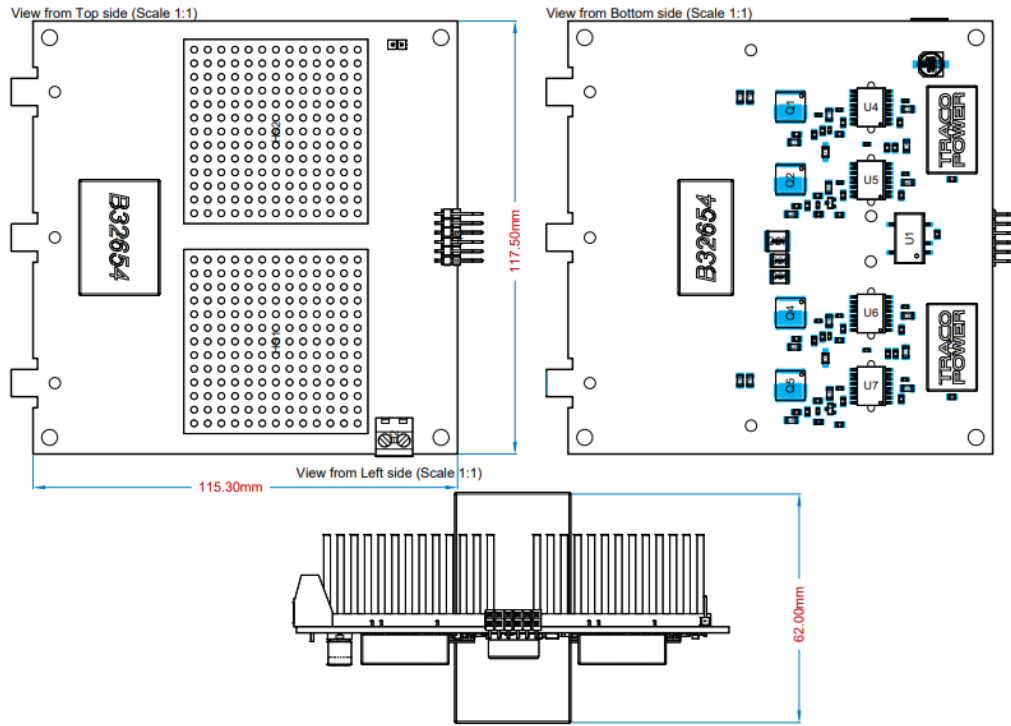


Figura VII.18 Dimensiones de la PCB

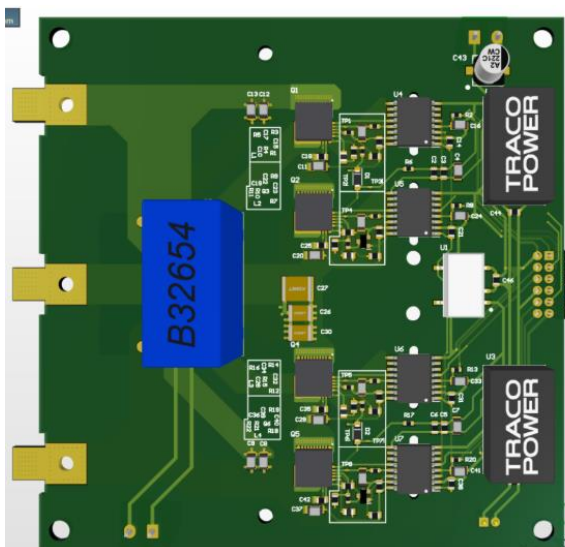


Figura VII.19 Vista 3D inferior de la PCB

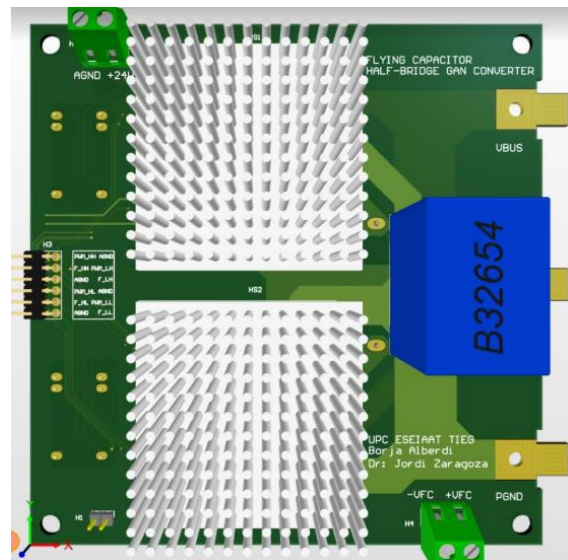


Figura VII.20 Vista 3D superior de la PCB

4. BOM

| Item | Designador | Cantidad | Valor | PartNumber | Fabricante | Descripción | Distribuidor | Paquete/Ref | Precio(Lud) | Paquete | Precio(sin IVA) | Precio(Ind IVA) |
|------|--|----------|--------|---------------------|-------------------|----------------------------|--------------|-------------|-------------|---------|-----------------|-----------------|
| 1 | C1 | 1 | 12uF | 882-9452 | EPCOS | Condensador de polí | RS | | 4,970 € | 1 | 4,97 € | 6,01 € |
| 2 | C2, C3, C5, C6, C10, C14, C18, C19, C21, C25, C28, C31, C35, C36, C38, C42 | 16 | 1uF | 451-5770 | KEMET | 1uF, ±10%, 16V dc, M/R | | 0805 | 0,063 € | 25 | 1,01 € | 1,22 € |
| | C4, C7, C16, C17, C22, C24, C33, C34, C39, C41 | | | | | | | | | | | |
| 3 | C39, C41 | 10 | 680F | 470-8607 | KEMET | 680F, ±5%, 50V dc, M/R | RS | 1206 | 0,074 € | 25 | 0,74 € | 0,90 € |
| 4 | C8, C9, C12, C13 | 4 | 0.01uF | 915-5386 | TDK | Condensador cerámico | RS | 1206 | 0,245 € | 20 | 0,98 € | 1,19 € |
| 5 | C11, C20, C29, C37 | 4 | 0.22uF | 264-4185 | KEMET | 220nF, ±10%, 50V dc, RS | RS | 0603 | 0,128 € | 25 | 0,51 € | 0,62 € |
| 6 | C15, C23, C32, C40 | 4 | 0.1uF | 264-4416 | KEMET | 100nF, ±10%, 50V dc, RS | RS | 0805 | 0,063 € | 25 | 0,25 € | 0,30 € |
| 7 | C26, C30 | 2 | 0.1uF | 741-6831 | TDK | 100nF, ±10%, 630V dc, RS | RS | 1812 | 0,618 € | 5 | 1,24 € | 1,50 € |
| 8 | C27 | 1 | 0.47uF | 915-5503 | TDK | 470nF, ±20%, 630V dc, RS | RS | 2220 | 2,695 € | 2 | 2,70 € | 3,26 € |
| 9 | C43 | 1 | 33uF | 843-2691 | Nichicon | Condensador electrol | RS | | 0,290 € | 10 | 0,29 € | 0,35 € |
| 10 | C44, C45, C46 | 3 | 10nF | 698-3462 | AVX | Condensador cerámico | RS | 0805 | 0,196 € | 10 | 0,59 € | 0,71 € |
| 11 | CF | 1 | | 882-9446 | EPCOS | Condensador de polí | RS | | 4,950 € | 1 | 4,95 € | 5,99 € |
| 12 | D1, D2 | 2 | | 833-UFM1SP-L-TP | Micro Commercial | DIODE GEN PURP 600 | Mouser | | 0,498 € | 4 | 1,00 € | 1,21 € |
| 13 | H1 | 1 | | 767-1117 | SAWTEC | Cabezal de pines, S | RS | | 2,260 € | 1 | 2,26 € | 2,73 € |
| 14 | H2 | 1 | | 361-7667 | TE Connectivity | Regletas de terminal | RS | | 0,620 € | 5 | 0,62 € | 0,75 € |
| 15 | H3 | 1 | | 767-0934 | SAWTEC | Cabezal de pines, S | RS | | 2,540 € | 1 | 2,54 € | 3,07 € |
| 16 | HS1, HS2 | 2 | | 674-4838 | Fischer Electroni | Disipador Fischer Ele | RS | | 12,270 € | 1 | 24,54 € | 29,69 € |
| 17 | L1, L2, L3, L4 | 4 | 22uH | 724-2725 | MURATA | 22 uH, ±30%, 0805 (20 | RS | | 0,116 € | 25 | 0,46 € | 0,56 € |
| 18 | Q1, Q2, Q4, Q5 | 4 | | 595-LMG3410R070RWHT | Texas Instrument | Gain With Integrated | Mouser | | 23,750 € | 4 | 95,00 € | 114,95 € |
| 19 | Q3, Q6 | 2 | | 792-5666 | ON Semiconductor | MOSFET N-CH 20V 75 | RS | | 0,290 € | 20 | 0,58 € | 0,70 € |
| 20 | R1, R7, R12, R18 | 4 | 10K | 740-9072 | Bourns | RES 10KΩ, ±1%, 0.125 | RS | 0805 | 0,032 € | 50 | 0,13 € | 0,15 € |
| 21 | R2, R3, R6, R8, R9, R13, R14, R17, R19, R20 | 10 | 10 | 678-9695 | Vishay | RES 100, ±1%, 0.1W, R/R | | 0603 | 0,028 € | 50 | 0,28 € | 0,34 € |
| | R22, R4, R15 | | | | | | | | | | | |
| 23 | R5, R16 | 2 | 39K | 679-0285 | TE Connectivity | RES 39KΩ, ±1%, 0.1W, R/R | RS | 0603 | 0,035 € | 50 | 0,07 € | 0,08 € |
| 24 | R10, R21 | 2 | 68.1K | 679-0642 | Vishay | RES 68.1KΩ, ±1%, 0.1W, R/R | RS | 0603 | 0,022 € | 50 | 0,04 € | 0,05 € |
| 25 | R11, R22 | 2 | 100K | 679-0803 | TE Connectivity | RES 100KΩ, ±1%, 0.12W, R/R | RS | 0805 | 0,038 € | 50 | 0,08 € | 0,09 € |
| 26 | U1 | 1 | | 438-109 | TRACOPOWER | Convertidor dc - dc al | RS | | 6,710 € | 1 | 6,71 € | 8,12 € |
| 27 | U2, U3 | 2 | | 176-4567 | TRACOPOWER | Convertidor dc - dc al | RS | | 30,500 € | 1 | 61,00 € | 73,81 € |
| 28 | U4, U5, U6, U7 | 4 | | 595-ISO7831DW | Texas Instrument | Digital Isolators High | Mouser | | 5,540 € | 2 | 22,16 € | 26,81 € |
| 29 | | 1 | | 707-4578 | RS Pro | Hoja de interfaz térm | RS | | 13,070 € | 1 | 13,07 € | 15,81 € |
| | | | | | | | | | 301,06 € | | | |

El precio total de los componentes sin incluir el coste de la PCB y el montaje es de 301.06 € IVA incluido.

5. Presupuesto del proyecto

A continuación, se recogen los costes económicos principales que ha supuesto la realización de este proyecto, incluyendo los costes indirectos: Para ello se ha tenido en cuenta que el proyecto lo ha llevado a cabo un ingeniero cobrando 8€/h durante 165 días laborales a media jornada. En total nos da un resultado de 660 horas de trabajo.

| Actividad | Coste (IVA incl.) |
|-----------------------------------|-------------------|
| Licencias software | 3000€ |
| Coste del ingeniero | 5280€ |
| Componentes del prototipo PCB | 301€ |
| Coste del prototipo PCB | 350€ |
| Montaje externo del prototipo PCB | 553€ |
| TOTAL | 9484€ |

En total en este proyecto se han invertido 9484€ desde septiembre de 2018 hasta mayo de 2019.

VIII. CONCLUSIONES

Finalmente se recogen las conclusiones principales obtenidas en la realización de este proyecto. El proyecto se ha comenzado por un breve estado del arte donde se han justificado las decisiones más generales sobre la configuración del sistema. Se ha estudiado un cargador de vehículos eléctricos que funciona por transmisión inalámbrica ya que esta topología ofrece muchas ventajas, como la ausencia de conectores y la facilidad de uso para los usuarios de los VE. Actualmente los cargadores por conexión están llegando a su punto de madurez óptima y esta topología todavía está emergiendo en el mercado lo que nos da otra razón para llevar a cabo este estudio. La transmisión inalámbrica funcionará gracias a un taque resonante alimentado por un inversor de tres niveles. El tanque es de tipo serie-resonante LCL.

Se ha realizado el estudio y diseño del convertidor DC-AC de la etapa principal. Este inversor se ha diseñado para entregar una potencia de 5kW con una frecuencia de conmutación de 200kHz, partiendo desde un bus de continua de 565V. Para ello se han utilizado semiconductores de Nitruro de Galio. Se han escogido los LMG3410R070 de Texas Instruments que disponen de driver incorporado y facilitan el diseño del prototipo. Estos soportan como máximo picos de corrientes de 60A en condiciones normales, pero las pérdidas en estas condiciones son demasiado severas y podrían sobrecalentar el dispositivo por lo que se ha escogido este dimensionado para que trabajen en un área segura.

El puente en H de tres niveles funciona con condensadores flotantes. Se ha realizado el cálculo de la capacidad necesaria para que el rizado de tensión máximo no sobrepase el 5% de la tensión de estos condensadores (5.65V) resultando en una capacidad mínima necesaria de 2.5uF, y se ha sobredimensionado a 3uF. Estos condensadores se mantienen equilibrados naturalmente con una modulación PSPWM. La alimentación de los drivers de los semiconductores también se ha analizado concluyendo que harán falta como mínimo 4 fuentes aisladas independientes con 4 circuitos bootstrap para hacer funcionar el puente en H.

El tanque resonante debe aportar a la salida una tensión de 400V DC (después de rectificar) para alimentar las baterías, por lo que es necesaria una reducción de tensión. Para ello se ha utilizado el transformador del tanque con una relación de 1:1.4125. Es importante que la frecuencia de resonancia corresponda con la frecuencia de conmutación del inversor para que este trabaje en el punto de transmisión de máxima potencia. Para ello se ha fijado el punto de trabajo nominal de 200kHz. Cuanto menor sea el factor de calidad más controlabilidad de salida ofrecerá el tanque, y cuanto mayor sea la ratio de inductancias mayor será la eficiencia. Con esta frecuencia de resonancia, un factor de calidad de 0.5 y una ratio de

inductancias de 10 se han logrado los valores de los componentes: Inductancia resonante de 20.59 μ H, condensador resonante de 30.754nF, e inductancia magnetizante de 185.32 μ H.

Con la herramienta de PLECS en Simulink se ha realizado la simulación del inversor y del tanque resonante para comparar los resultados con los teóricos. En el caso del puente en H utilizando una carga resistiva inductiva se han calculado las pérdidas y la eficiencia total para tres casos: 5.6kW a 200kHz dan unas pérdidas totales de 75W y una eficiencia del 98.67%; 6kW a 125kHz dan unas pérdidas de 55W y una eficiencia de 99.09%, y 8kW a 125kHz dan unas pérdidas de 80W y una eficiencia del 90.01%. También se ha comparado el funcionamiento con modulación PSPWM y con STRPWM obteniendo mejores resultados de THD con el segundo, sin embargo, el STR acaba desequilibrando la carga de los condensadores flotantes por lo que se ha descartado. En cuanto al tanque resonante se ha comprobado su funcionamiento satisfactoriamente con un puente en H como con un medio puente, ambos sin condensador flotante. Después se ha comprobado una técnica de modulación para hacer uso del condensador flotante en esta aplicación, aunque no se han obtenido mejoras muy claras.

Finalmente se ha diseñado el prototipo de un medio puente de 2.5kW con condensador flotante en Altium Designer. La PCB dispone de cuatro capas para que sea lo más compacta posible. Se alimenta mediante la entrada de tensión del bus de continua (incluye un condensador de 12 μ F) y una entrada de 24V para alimentaciones secundarias. Por cada semiconductor se ha utilizado un opto acoplador ISO7831DWR de Texas Instruments por protección para aislar las señales analógicas. En el caso de las fuentes se ha utilizado un TES 1-0511 para alimentar estos aisladores con 5V, y dos TEL 10-2412WI para alimentar los cuatro semiconductores con la ayuda de los circuitos bootstrap a 12V. Las fuentes son de TRACOPOWER. El condensador flotante también se ha sobredimensionado por seguridad instalando uno de 10 μ F. Se ha incluido una salida de tensión de estos condensadores para ofrecer la posibilidad de cerrar un lazo externo de control. El coste económico de todos los componentes sin incluir la PCB es de 300€ aproximadamente.

Se le ha dado gran importancia al sistema de disipación térmica de los dispositivos. Para ello se ha diseñado un sistema de disipación por vías térmicas en PCB, 100 vías para cada conmutador, y con disipadores ICK S 50x50x25 del fabricante Fischer Electronics para hacer funcionar con ventilación forzada. Con el sistema diseñado se logra una resistencia térmica total de 8.763°C/W, con el que se pueden disipar hasta 9.7W por semiconductor. Esta información nos ha permitido obtener el área de trabajo de la PCB donde puede funcionar de

manera segura, y con ella se ha verificado que el punto de trabajo de 5kW y 200kHz es adecuado.

IX. REFERENCIAS

- [1] Systems Control Technology, Inc., “Roadway powered electric vehicle project track construction and testing program phase 3D,” California Partners Adv. Transp. Technol., Univ. California, Berkeley, Berkeley, CA, USA, Tech. Rep., 1994.
- [2] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances,” *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007.
- [3] S. Anthony. (2013). World’s First Road-Powered Electric Vehicle Network Switches on in South Korea—ExtremeTech. Accessed: Aug. 12, 2017. [Online]. Available: <https://www.extremetech.com/extreme/163171-worlds-first-road-powered-electricvehiclenetwork-switches-on-in-south-korea>
- [4] J. Shin et al., “Design and implementation of shaped magneticresonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1179–1192, Mar. 2014.
- [5] N. Shinohara, “Wireless power transmission progress for electric vehicle in Japan,” in *Proc. IEEE Radio Wireless Symp. (RWS)*, Jan. 2013, pp. 109–111.
- [6] J. Tritschler, S. Reichert, and B. Goeldi, “A practical investigation of a high power, bidirectional charging system for electric vehicles,” in *Proc. 16th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2014, pp. 1–7.
- [7] K. van Schuylenbergh and R. Puers, *Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems*, 1st ed. Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2014
- [1] GaN Systems, “GaN Systems-1 GN002 Application Note Thermal Design for GaN Systems’ Top-side cooled GaNPX®-T packaged devices.”
- [9] Yole Développement “Market & Technology trends in Wide BandGap power packaging” Apec 2015.
- [10] A. Bhalla, United SiC, Inc. “Practical considerations when comparing SiC and GaN in power applications.” 2018.
- [11] F. G. Acosta Cambranis, “Estudio y Simulación de Convertidores para Sistemas de Propulsión Embarcados,” UPC, 2018.
- [12] Y. Sato, M. Iimura, Y. Dodo, and H. Obara, “A study on minimum required

- capacitance in flying capacitor multilevel converters for grid-connected applications,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2015*, 2015, pp. 3502–3507.
- [13] R. Laouamer, J. P. Ferrieux, H. Benqassmi, O. Normand, and N. Buchheit, “A comparison of resonant converter topologies with three and four energy storage elements for automatic inductive charging application,” *Electr. Mach. Power Syst.*, vol. 27, no. 3, pp. 221–236, Feb. 1999.
- [14] GaN Systems, “GS66516T Top-side cooled 650 V E-mode GaN transistor Preliminary Datasheet,” 2009.
- [15] Texas Instruments, “LMG341xR070600-V70-mΩGaNwithIntegratedDriverand Protection.”
- [16] SamAbdel-Rahman Infineon, “Infineon-FB-resonant_LLC_converter_operation_and _design.” Sept. 2012.
- [17] T. M. Blooming and D. J. Carnovale, “Application of IEEE STD 519-1992 Harmonic Limits,” 2006, pp. 1–9.
- [18] GaN Systems, “Single-Phase, 3-Level Half-Bridge Inverter.” [Online]. Available: <https://gansystems.com/design-center/single-phase-3-level-half-bridge-inverter/>.
- [19] E. Faraci and J. Mao, “SNOA946-April 2016 Submit Documentation Feedback High Voltage Half Bridge Design Guide for LMG3410 Smart GaN FET Application Report High Voltage Half Bridge Design Guide for LMG3410 Smart GaN FET,” 2016.
- [20] GaN Systems, “GaN Systems-1 GN002 Application Note Thermal Design for GaN Systems' Top-side cooled GaNPX®-T packaged devices. ”
- [21] RS PRO, “Datasheet Thermally Conductive Gap Filler, 1.6W/m·K.”RS Ref. Num. 707-4578.
- [22] Fischer Elektronik, “Disipador Fischer Elektronik ICK S 50x50x25, para usar con PGA,Lámina adhesiva, lámina conductiva, 50 x 50 x 25mm.” .
- [23] A. Ahmad, M. S. Alam, and R. Chabaan, “A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electric Vehicles,” *IEEE Trans. Transp. Electr.*, vol. 4, no. 1, pp. 38–63, Nov. 2017.

- [24] Lu, J. L., Hou, R., & Chen, D. (2018). Opportunities and design considerations of GaN HEMTs in ZVS applications. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, 2018-March*, 880–885. <https://doi.org/10.1109/APEC.2018.8341117>
- [25] S. Dusmez, Y. Xie, M. Beheshti, and P. Brohlin, “Thermal Considerations for Designing a GaN Power Stage Application Report Thermal Considerations for Designing a GaN Power Stage,” 2018.